



AF/3661

PATENT APPLICATION

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of

Docket No: Q53818

Takayuki KIFUKU

Appln. No.: 09/286,418

Group Art Unit: 3661

Confirmation No.: 4951

Examiner: Brian J. BROADHEAD

Filed: April 6, 1999

For: ELECTRIC POWER STEERING SYSTEM

COMMUNICATION TO EXAMINER

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

RECEIVED
MAR 08 2004
GROUP 3600

Sir:

In accordance with the Examiner's request in the Office Action dated February 11, 2004,

Applicant's representative provides herewith a copy of Japanese reference number 8-175404,

which is listed on the Modified PTO/SB/08 A& B filed December 11, 2003.

Respectfully submitted,

Cameron W. Beddard
Registration No. 46,545

SUGHRUE MION, PLLC
Telephone: (202) 293-7060
Facsimile: (202) 293-7860

WASHINGTON OFFICE

23373

CUSTOMER NUMBER

Date: March 3, 2004

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-175404

(43) 公開日 平成8年(1996)7月9日

(51) Int.Cl.⁹

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

B 6 2 D 5/04

6/00

H 0 2 P 5/06

R

// B 6 2 D 101:00

113:00

審査請求 未請求 請求項の数17 O L (全 24 頁)

(21) 出願番号

特願平6-318350

(22) 出願日

平成6年(1994)12月21日

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 喜福 隆之

姫路市千代田町840番地 三菱電機株式会
社姫路製作所内

(72) 発明者 和田 俊一

姫路市千代田町840番地 三菱電機株式会
社姫路製作所内

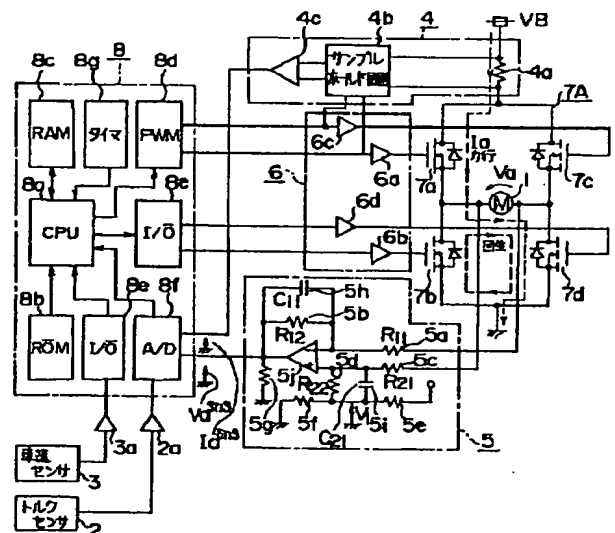
(74) 代理人 弁理士 曾我 道照 (外6名)

(54) 【発明の名称】 電動パワーステアリング装置

(57) 【要約】

【目的】 新たにセンサを設けたり、処理速度の速いCPUを用いたりする事によるコストアップを避けるとともに、ハンドル戻り、粘性感、慣性感、フリクション感等の操舵フィーリングを向上させた電動パワーステアリング装置を得ることを目的とする。

【構成】 トルクセンサ2の出力に基づいて静的な操舵トルクを補助するとともに、モータ1のPWM駆動に伴う矩形波成分を除去可能なモータ印加電圧検出回路5を備え、該回路5の出力からモータ角速度 ω を推定し、モータ角速度 ω から帯域通過特性を有する微分手段によってモータ角加速度 $d\omega/dt$ を推定し、モータ角速度 ω に基づいて摩擦を、モータ角加速度 $d\omega/dt$ に基づいて慣性モーメントを補償する。



1: モータ 7a-7d: パワ-MOSFET
4: モータ電流検出回路 8: マイクロコンピュータ
5: モータ印加電圧検出回路 8g: タイマ
6: H形ブリッジ回路駆動回路
7: H形ブリッジ回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 操舵系に連結されたモータと、このモータを PWM 駆動制御する PWM 制御手段と、遮断周波数が PWM 搬送波周波数よりも低い低域通過特性を有し、検出した前記モータの印加電圧を所定電圧レベルに変換して出力するモータ印加電圧検出手段と、検出されたモータ印加電圧に基づいて前記モータの角速度を推定する角速度推定手段と、角速度推定結果に基づいて前記モータの電流値を演算する電流値演算手段とを備えたことを特徴とする電動パワーステアリング装置。

【請求項 2】 操舵系に連結されたモータと、このモータを PWM 駆動制御する PWM 制御手段と、遮断周波数が PWM 搬送波周波数よりも低い低域通過特性を有し、検出した前記モータの端子電圧を所定電圧レベルに変換して出力するモータ端子電圧検出手段と、検出されたモータ端子電圧に基づいて前記モータの角速度を推定する角速度推定手段と、角速度推定結果に基づいてモータ電流値を演算する電流値演算手段とを備えたことを特徴とする電動パワーステアリング装置。

【請求項 3】 モータ角速度推定値を、モータに通流する電流に基づいて所定の値以下にクリップすることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 4】 モータ角速度推定値を、操舵トルクに基づいて所定の値以下にクリップすることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 5】 モータ角速度推定値を、モータ角速度推定値の演算結果が所定の値以下の場合に零にクリップすることを特徴とする請求項 1 ないし 4 のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 6】 モータ角速度推定値を所定のカットオフ周波数以上でハイパスフィルタ処理を施すことを特徴とする請求項 1 ないし 5 のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 7】 モータ角速度推定値を微分処理してモータ角加速度を推定することを特徴とする請求項 1 ないし 6 のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 8】 微分処理は帯域通過特性を有することを特徴とする請求項 7 に記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 9】 モータ角速度推定値は、微分処理時の帯域通過特性の高域遮断周波数と略同一の遮断周波数を有するローパスフィルタ処理を施すことを特徴とする請求項 8 に記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 10】 モータ角加速度推定値の演算結果が所定の値以下の場合にはこの推定値を零にクリップすることを特徴とする請求項 7 ないし 9 のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 11】 モータ角速度推定値をステアリング制御系に正帰還し、正帰還に基づいて通流するモータ電流

を、ステアリング系の摩擦に基づく所定の値以下にクリップすることを特徴とする請求項 3 ないし 10 のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 12】 モータ角速度推定値の正帰還に基づいて通流するモータ電流をクリップする電流値またはモータ角速度の正帰還ゲインを、上記モータ角速度推定値と車速の少なくともいずれか 1 つに基づいて変化させることを特徴とする請求項 11 に記載の電動パワーステアリング装置。

10 【請求項 13】 モータ角速度推定値の正帰還に基づいて通流するモータ電流を立ち上がり時に増加させる微分手段を備えたことを特徴とする請求項 11 ないし 12 のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 14】 モータ角速度推定値を負帰還することにより角速度に基づくステアリング制御を行うことを特徴とする請求項 3 ないし 10 のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 15】 モータ角速度推定値の負帰還ゲインを、上記モータ角速度推定値と車速の少なくともいずれか 1 つに基づいて変化させることを特徴とする請求項 14 に記載の電動パワーステアリング装置。

20 【請求項 16】 上記モータ角加速度推定値を正帰還することにより上記角加速度に基づくステアリング制御を行うことを特徴とする請求項 3 ないし 10 のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項 17】 上記モータ角加速度推定値の正帰還ゲインを、上記モータ角加速度推定値と車速の少なくともいずれか 1 つに基づいて変化させることを特徴とする請求項 16 に記載の電動パワーステアリング装置。

30 【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、モータにより操舵補助トルクを発生する電動パワーステアリング装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 従来、電動パワーステアリング装置においては、操舵系の操舵トルクを検出するトルクセンサと車速を検出する車速センサを設け、それらの出力に基づいてモータのアシストトルクを制御していた。また最近では、さらに操舵フィーリングを改善するために、それに加えてモータの角速度や角加速度に基づいてステアリング系の慣性、粘性等を補償する制御方法が提案されている。

【0003】 上記の如くモータ角速度や角加速度に基づいた制御を行う場合には、モータの角度あるいは角速度を検出するセンサを設ける事が一般的である。しかし新たにセンサを設けることはコストアップにつながるため、好ましくない。そこで、モータの誘起電圧を推定することにより、角速度信号を得る方法が提案されている。

【0004】例えば、図41は、特開平4-8190号公報に示された電動パワーステアリング装置である。図において、1は操舵系に連結され、操舵を補助するモータ、2は操舵トルクを検出するトルクセンサ、3は車速を検出する車速センサ、4はモータ1に通流する電流を検出するモータ電流検出手段、5はモータ1に印加されている電圧を検出するモータ印加電圧検出手段、9は操舵トルクを静的に補助するためのモータ電流を演算する操舵力補助電流演算手段であり、トルクセンサ2により検出された操舵トルク V_t と、車速センサ3により検出された車速 V_s が入力され、操舵力補助電流目標値 I_s が出力されている。

【0005】10はモータ1に通流する電流を制御するモータ電流制御手段であり、モータ目標電流 I_a^* と、モータ電流検出手段4により検出されたモータ電流検出値 I_a^{sns} が入力され、モータを駆動するモータ駆動信号が出力されている。11はモータの角速度を演算するモータ角速度演算手段であり、モータ印加電圧検出手段5により検出されたモータ印加電圧検出値 V_a^{sns} と、モータ電流検出手段4により検出されたモータ電流検出値 I_a^{sns} が入力され、これら検出値よりモータ角速度推定値 ω が演算されて出力されている。

【0006】12はモータ角加速度演算手段であり、モータ角速度演算手段11により演算されたモータ角速度推定値 ω が入力され、この推定値 ω を微分してモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ を出力する。14はステアリング系の粘性摩擦を補償するためのモータ電流を演算する粘性摩擦補償電流演算手段であり、後述するモータ角度推定値 θ およびモータ角速度推定値 ω と、車速センサ3により検出された車速 V_s が入力され、これら入力値より粘性摩擦補償電流目標値 I_d を演算して出力する。

【0007】15はステアリング系の慣性モーメントを補償するためのモータ電流を演算する慣性補償電流演算手段であり、入力されたモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ を基に慣性補償電流目標値 I_j が演算されて出力されている。16はモータ角度演算手段であり、モータ角速度演算手段11により演算されたモータ角速度推定値 ω を入力し、積分処理してモータ角度推定値 θ が演算出力されている。

【0008】次に動作について説明する。ハンドルが操舵され、操舵系に操舵トルクが発生してトルクセンサ2により検出されると、操舵力補助電流演算手段9は車速センサ3より入力された車速 V_s とトルクセンサ2より入力された操舵トルク V_t に基づいて、例えば図42に示す通り操舵力補助電流目標値 I_s が演算され、モータ電流制御手段10にモータ目標電流 I_a^* として与えられる。

【0009】モータ電流制御手段10では、モータ電流検出値 I_a^{sns} がモータ目標電流 I_a^* と一致するようにフィードバック制御され、モータ1が駆動される。モータ

1が駆動されると、モータ印加電圧検出手段5でモータ1に印加されている電圧が検出されてモータ印加電圧検出値 V_a^{sns} としてモータ角速度演算手段11に与えられる。

【0010】モータ角速度演算手段11では、モータ角速度推定値 ω がモータ印加電圧検出値 V_a^{sns} とモータ電流検出値 I_a^{sns} から演算され、モータ角加速度演算手段12、モータ角度演算手段16、粘性摩擦補償電流演算手段14に与えられる。モータ角加速度演算手段12では、モータ角速度推定値 ω を微分処理することによりモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ が求められ、慣性補償電流演算手段15に与えられる。

【0011】モータ角度演算手段12では、モータ角速度推定値 ω を積分処理することによりモータ角度 θ が求められ、粘性摩擦補償電流演算手段14に与えられる。粘性摩擦補償電流演算手段14では、車速 V_s 、モータ角速度推定値 ω 、モータ角度推定値 θ から、操舵フィーリングに粘性感を与えると共に、特に高車速時において悪化するハンドル戻り時の収斂性を向上させるのに効果のある粘性摩擦補償電流の目標値 I_d が演算されて操舵力補助電流目標値 I_s から減じられる。

【0012】慣性補償電流演算手段15では、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ から、モータ1のロータの慣性モーメントの影響により、特に操舵方向反転時に操舵力が重くなる、いわゆる慣性感を軽減するという効果がある慣性補償電流の目標値 I_j が演算されて操舵力補助電流目標値 I_s に加えられる。このように、操舵力補助電流目標値 I_s に対して粘性摩擦補償電流目標値 I_d と慣性補償電流目標値 I_j とを加減算することでモータ目標電流 I_a^* が求められ、そしてモータ電流制御手段10に与えられて以下同様にモータ電流が制御される。

【0013】ここで、モータ角速度演算手段11について詳しく説明する。モータ1を他励直流機とすれば、電機子の等価回路は図43の如く表すことができる。ここで、

R_a : 電機子抵抗
 L_a : 電機子インダクタンス
 v_e : モータ誘起電圧
 V_a : モータ印加電圧
 I_a : モータ電流とする。

【0014】図43において、電機子インダクタンス L_a に基づく過渡的な項を無視すれば、 V_a に関して以下の(1)式が成立する。

$$V_a = I_a \cdot R_a + v_e \quad (1)$$

【0016】また、
 K_e : モータ誘起電圧定数
 ω_m : モータ角速度

とすると v_e に関して以下の(2)式が成立する。

【0017】

$$v_e = K_e \cdot \omega \quad (2)$$

【0018】よって、(1)、(2)式より以下の(3)式を得る。

【0019】

$$\omega m = (V_a - I_a \cdot R_a) / K_e \quad (3)$$

【0020】今、 R_a と K_e は定数であり、 V_a と I_a には検出値を用いることができるから、(3)を(4)のように表しモータ角速度を推定することができる。

【0021】

$$\omega = (V_a^{sns} - I_a^{sns} \cdot R_a) / K_e \quad (4)$$

【0022】ここで、 ω ：モータ角速度推定値

V_a^{sns} ：モータ印加電圧検出値

I_a^{sns} ：モータ電流検出値

である。

【0023】モータ1をPWM駆動するものとすれば、 V_a と I_a の関係は概ね図44の通りであり、力行、回生が切り替わる度に過渡現象を繰り返していることになる。一般にPWMの搬送波周期は、モータの電気的時定数に対して十分短く設定されており、 I_a は直流であると見なせるが、 V_a は矩形波となる。従って、(4)式に基づいてモータ角速度 ω を求めるには V_a の矩形波成分を除去し、時間的な平均値を得る必要がある。

【0024】モータ角速度演算手段11では、矩形波状のモータ印加電圧検出値をサンプリング後、デジタル*

$$\omega = \{V_a^{sns} - I_a^{sns} \cdot (R_a + \Delta R_a)\} / K_e \quad (5)$$

【0028】上記(5)式より、 R_a の誤差は ω の誤差となって現れ、その誤差はモータ電流 I_a に比例することがわかる。ゆえに従来装置では、特にモータに大電流を通流した場合に、 ω の直流的な誤差、すなわちオフセットを生ずるという問題があった。その結果、例えば、カーブを曲がるとき、ハンドルを保舵しているにもかかわらず ω は零にならないといった問題点があった。

【0029】さらに、モータ角速度 ω よりモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ を演算する微分演算部(図41の12を参照)の実現は困難であり、特にS/Wによって、ステアリング系の制御に使用できるような雑音の少ない正確な微分演算を実現するには、サンプリング周波数を高く設定する必要がある。

【0030】ゆえに、電動パワーステアリング装置で広く使用されている、処理速度の遅い安価なCPUにて実現可能なサンプリング周期で、従来装置の如く微分演算して得られたモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ には、雑音が多く、電動パワーステアリングの制御に使用するとモータ電流にリップルを生じ、ハンドルが振動したり、騒音が発生したりするという問題点があった。

【0031】一方、電動パワーステアリング装置では、マニュアルステアリングに比べて、ステアリング機構に慣性モーメントを有するモータと、モータとステアリング系を連結するギアの摩擦が付加されるため、特に車輪

*フィルタにて矩形波成分を除去し、(4)式より ω を演算している。

【0025】

【発明が解決しようとする課題】従来の電動パワーステアリング装置は、以上のようにモータ駆動制御用のスイッチング素子の発熱を抑えるためにモータはPWM駆動されており、その際にPWMの搬送波周波数は騒音を抑えるために可聴周波数帯域外の20kHz前後に設定されている。従って、従来装置のように、モータ角速度演算手段をS/Wで実現してモータ印加電圧 V_a の矩形波成分をデジタルフィルタで除去する構成とすると、モータ角速度 ω を正確に演算するためにはサンプリング周波数を非常に高く設定する必要がある、その結果S/Wの負担が重くなり、処理速度の速い高価なCPUを使用しなければならないという問題があった。

【0026】また、電機子抵抗 R_a には、モータとコントローラ間の配線や、コネクタの接触抵抗が含まれており、ばらつきが大きい。さらに、電機子抵抗 R_a は、大電流を流した場合の発熱等、温度の影響により変動する。従って電機子抵抗 R_a には必ず誤差が含まれると考えられる。ここで、(4)式による演算時の R_a と実際の R_a との誤差を ΔR_a とすれば、モータ角速度 ω は以下の(5)で表せる。

【0027】

の中立方向への復原力の小さい低車速域で、手放し時のハンドル戻りが悪くなる。それに加えて、従来装置の如くソフトウェア処理にて得たモータ角速度を負帰還すると、高車速域においてはハンドル戻り時の収斂性が向上するものの、低車速域においてはハンドル戻りがますます悪化し、カーブを曲がり終えて直進路に戻る場合などにハンドルが容易に中立に復帰しないという問題点があった。

【0032】また、モータとステアリング系を連結するギアの摩擦により、走行中の中立付近の操舵フィーリング、すなわちセンターフィールが重くなり、いわゆるフリクション感を生じるという問題もあった。そしてこの問題に関しても従来装置の如くモータ角速度を負帰還することにより悪化する傾向にあった。

【0033】この発明は、上記のような問題点を解決するためになされたもので、新たにセンサを設けたり、処理速度の速いCPUを用いたりする事によるコストアップを避けるとともに、ハンドル戻り、粘性感、慣性感、フリクション感等の拘わる問題点を解除して操舵フィーリングを向上させることができる電動パワーステアリング装置を得ることを目的とする。

【0034】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明に係る電動パワーステアリング装置は、操舵系に連結されたモー

タと、このモータをPWM駆動制御するPWM制御手段と、遮断周波数がPWM搬送波周波数よりも低い低域通過特性を有し、検出した前記モータの印加電圧を所定電圧レベルに変換して出力するモータ印加電圧検出手段と、検出されたモータ印加電圧に基づいて前記モータの角速度を推定する角速度推定手段と、角速度推定結果に基づいて前記モータの電流値を演算する電流値演算手段とを備えたものである。

【0035】請求項2の発明に係る電動パワーステアリング装置は、操舵系に連結されたモータと、このモータをPWM駆動制御するPWM制御手段と、遮断周波数がPWM搬送波周波数よりも低い低域通過特性を有し、検出した前記モータの端子電圧を所定電圧レベルに変換して出力するモータ端子電圧検出手段と、検出されたモータ端子電圧に基づいて前記モータの角速度を推定する角速度推定手段と、角速度推定結果に基づいてモータ電流値を演算する電流値演算手段とを備えたものである。

【0036】請求項3の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項1または2に記載の発明においてモータ角速度推定値を、モータに通流する電流に基づいて所定の値以下にクリップする。

【0037】請求項4の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項1または2に記載の発明においてモータ角速度推定値を、操舵トルクに基づいて所定の値以下にクリップする。

【0038】請求項5の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項1ないし4のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値を、モータ角速度推定値の演算結果が所定の値以下の場合に零にクリップする。

【0039】請求項6の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項1ないし5のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値を所定のカットオフ周波数以上でハイパスフィルタ処理を施す。

【0040】請求項7の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項1ないし6のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値を微分処理してモータ角速度を推定する。

【0041】請求項8の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項7に記載の発明において微分処理は帯域通過特性を有する。

【0042】請求項9の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項8に記載の発明においてモータ角速度推定値は、微分処理時の帯域通過特性の高域遮断周波数と略同一の遮断周波数を有するローパスフィルタ処理を施す。

【0043】請求項10の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項7ないし9のいずれかに記載の発明においてモータ角加速度推定値の演算結果が所定の値以下の場合にはこの推定値を零にクリップする。

【0044】請求項11の発明に係る電動パワーステア

リング装置は、請求項3ないし10のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値をステアリング制御系に正帰還し、正帰還に基づいて通流するモータ電流を、ステアリング系の摩擦に基づく所定の値以下にクリップする。

【0045】請求項12の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項11に記載の発明においてモータ角速度推定値の正帰還に基づいて通流するモータ電流をクリップする電流値またはモータ角速度の正帰還ゲインを、上記モータ角速度推定値と車速の少なくともいずれか1つに基づいて変化させる。

【0046】請求項13の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項11または12に記載の発明においてモータ角速度推定値の正帰還に基づいて通流するモータ電流を立ち上がり時に増加させる微分手段を備える。

【0047】請求項14の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項3ないし10のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値を負帰還することにより角速度に基づくステアリング制御を行う。

【0048】請求項15の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項14に記載の発明においてモータ角速度推定値の負帰還ゲインを、上記モータ角速度推定値と車速の少なくともいずれか1つに基づいて変化させる。

【0049】請求項16の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項3ないし10のいずれかに記載の発明において上記モータ角加速度推定値を正帰還することにより上記角加速度に基づくステアリング制御を行う。

【0050】請求項17の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項16に記載の発明において上記モータ角加速度推定値の正帰還ゲインを、上記モータ角加速度推定値と車速の少なくともいずれか1つに基づいて変化させる。

【0051】

【作用】請求項1の発明における電動パワーステアリング装置は、PWM搬送波周波数よりも低い遮断周波数の低域通過特性を有する回路にて矩形波成分を除去してモータ印加電圧を検出し、このモータ印加電圧検出値に基づいてモータ角速度 ω を推定する。

【0052】請求項2の発明における電動パワーステアリング装置は、PWM搬送波周波数よりも低い遮断周波数の低域通過特性を有する回路にて矩形波成分を除去してモータ端子電圧を検出し、このモータ端子電圧検出値に基づいてモータ角速度 ω を推定する。

【0053】請求項3の発明における電動パワーステアリング装置は、モータの電機子抵抗に含まれる誤差がモータ角速度推定値に与える影響を抑えるため、モータ電流に基づいてモータ角速度推定値を所定値以下にクリッ

ブしてモータ角速度推定値のオフセット成分を除去する。

【0054】請求項4の発明における電動パワーステアリング装置は、モータが操舵系に直結されており、操舵トルクが大きい場合にはモータ角速度が小さいと考えられるため、操舵トルクに基づいてモータ角速度推定値を所定の値以下にクリップすることによりモータ角速度推定値のオフセット成分を除去する。

【0055】請求項5の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値の演算結果が所定の値以下の場合にはモータ角速度推定値を零にクリップすることにより、モータ角速度推定値のオフセット成分を除去する。

【0056】請求項6の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値をハイパスフィルタ処理することにより、モータ角速度推定値のオフセット成分を除去する。

【0057】請求項7の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値を微分処理することにより、モータ角加速度を推定する。

【0058】請求項8の発明における電動パワーステアリング装置は、微分処理に帯域通過特性を持たせることにより、モータの慣性感が問題となる周波数帯域では20dB/decの微分特性を持たせるとともに、モータ角加速度推定値の雑音を抑える。

【0059】請求項9の発明における電動パワーステアリング装置は、微分処理の帯域通過特性の高域遮断周波数と略同一の遮断周波数を有するローパスフィルタ処理を施すことによって、微分処理の帯域通過特性の高域遮断特性によりモータ角加速度推定値が高周波域でモータ角速度推定値に対して位相が遅れることを防止する。

【0060】請求項10の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角加速度推定値の演算結果が所定の値以下の場合にはモータ角加速度推定値を零にクリップすることにより、モータ角加速度推定値に含まれる雑音成分を除去する。

【0061】請求項11の発明における電動パワーステアリング装置は、演算されたモータ角速度推定値をステアリング制御系に正帰還し、正帰還に基づいて通流するモータ電流をステアリング系の摩擦に基づく所定の値以下にクリップすることで、ステアリング系のクーロン摩擦を補償して低車速時のハンドル戻りやフリクション感を改善する。

【0062】請求項12の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値の正帰還に基づいて通流するモータ電流をクリップする電流値、又はモータ角速度推定値の正帰還ゲインをモータ角速度推定値に基づいて変化させることで、モータ角速度推定値に含まれる雑音が制御に影響を与えることを防止できると共に、自然な操舵フィーリングを実現し、且つ、車速に基

づいて変化させることで、低車速域でのハンドル戻りを改善できるとともに、高車速域でのハンドル戻り時の収斂性の劣化を防止する。

【0063】請求項13の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値の正帰還に基づいて通流するモータ電流を、立ち上がり時に増加させる微分手段を備えることによりステアリング系の静止摩擦を補償し、低車速時のハンドル戻りやフリクション感を改善する。

【0064】請求項14の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値をステアリング制御系に負帰還することによりステアリング系の粘性摩擦を補償し、操舵フィーリングに粘性感を与えるとともに、特に高車速時において悪化するハンドル戻り時の収斂性を改善する。

【0065】請求項15の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値の負帰還ゲインをモータ角速度推定値に基づいて変化させることでフリクション感の劣化を防止し、車速に基づいて変化させることで低車速域でのハンドル戻りの劣化を防止する。

【0066】請求項16の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角加速度推定値をステアリング制御系に正帰還することにより、特にステアリング系の慣性モーメントを補償し、慣性感を軽減する。

【0067】請求項17の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角加速度推定値の正帰還ゲインを、モータ角加速度に基づいて変化させることでセンター付近でのハンドルのふらつきを抑え、車速に基づいて変化させることで車速に関係なく最適な操舵フィーリングを実現する。

【0068】

【実施例】

実施例1. 以下、この発明の一実施例を図について説明する。図1はこの実施例における電動パワーステアリング装置のコントローラ部のH/W構成図である。尚、図中、図41と同一符号は同一又は相当部分を示す。図において、2aはトルクセンサ2を後述のA/D変換器8fに入力するためのトルクセンサ入力I/Fであり、直流増幅と位相補償を行っている。3aは車速センサ3を後述の入出力ポート8eに入力するための車速センサ入力I/Fである。

【0069】4はモータ1に通流される電流を所定の電圧に変換して後述のA/D変換器8fに入力するためのモータ電流検出回路であってモータ電流を電圧に変換する電流検出抵抗器4a、電流検出抵抗器4aの両端の電圧を力行時にサンプル、回生時にホールドし、増幅回路4cで電圧増幅するサンプルホールド回路4bより構成されている。

【0070】5はモータ1を駆動するPWM搬送波周波数よりも低い所定の低域通過特性を有し、モータ1の端

子間の電圧を所定の電圧レベルに変換して後述のA/D変換器8fに入力するためのモータ印加電圧検出回路であって抵抗器5a~5g、コンデンサ5h~5i、OPアンプ5jより構成されている。

【0071】6はH形ブリッジ回路駆動回路であってFETドライバ6a~6dで構成されている。7はモータ1に双方向に電流を通流するためのH形ブリッジ回路であり、FETドライバ6a~6dで駆動されるパワーMOSFET7a~7dで構成されている。8はマイクロコンピュータであり、CPU8a、プログラム等が格納されるROM8b、データ等が一時的に保持されるRAM8c、FETドライバ6a、6cが接続され、モータ1を駆動するパルス生成するパルス幅変調器8d、FETドライバ6b、6d、および車速センサ3が車速センサ入力I/F3aを介して接続される入出力ポート8e、モータ電流検出回路4とモータ印加電圧検出回路5の出力、およびトルクセンサ2がトルクセンサ入力I/F2aを介して接続されるA/D変換器8f、制御周期の管理等に使用されるタイマ8gより構成される。

【0072】図2はこの実施例におけるCPU8aが処理するステアリング制御のS/W構成図である。9は操舵トルクを静的に補助するためのモータ電流を演算する操舵力補助電流演算手段であり、トルクセンサ2により検出された操舵トルク V_t と、車速センサ3により検出された車速 V_s が入力され、操舵力補助電流目標値 I_s が出力されている。

【0073】10はモータに通流する電流を制御するモータ電流制御手段であり、モータ目標電流 I_a^* と、モータ電流検出手段4により検出されたモータ電流検出値 I_a^{sns} が入力され、モータを駆動するモータ駆動信号が出力されている。11はモータの角速度推定値 ω を演算するモータ角速度演算手段であり、モータ印加電圧検出回路5により検出されたモータ印加電圧検出値 V_a^{sns} と、モータ電流検出手段4により検出されたモータ電流検出値 I_a^{sns} が入力され、モータ角速度推定値 ω が出力されている。

【0074】12はモータ角加速度演算手段であり、モータ角速度演算手段11により演算されたモータ角速度推定値 ω が入力され、これを微分処理したモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ が出力されている。13はステアリング系のクーロン摩擦を補償するためのモータ電流を演算するクーロン摩擦補償電流演算手段であり、モータ角速度推定値 ω と、車速センサ3により検出された車速 V_s が入力され、クーロン摩擦補償電流目標値 I_c が出力されている。

【0075】14はステアリング系の粘性摩擦を補償するためのモータ電流を演算する粘性摩擦補償電流演算手段であり、モータ角速度推定値 ω と、車速センサ3により検出された車速 V_s が入力され、粘性摩擦補償電流目標値 I_d が出力されている。15はステアリング系の慣

性モーメントを補償するためのモータ電流を演算する慣性補償電流演算手段であり、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ が入力され、慣性補償電流目標値 I_j が出力されている。

【0076】図3はモータ印加電圧検出回路5の直流特性を、図4は周波数特性を表す図である。

【0077】図5はモータ印加電圧検出回路5のカットオフ周波数の設定方法を説明する図である。

【0078】図6はモータ角速度演算手段11の動作を説明するフローチャートであり、図7はモータ角速度推定値 ω を補正する係数 K_1 を説明する図である。

【0079】図8はモータ電流 I_a とモータ角速度 ω_m の関係を説明する図である。

【0080】図9はモータ角加速度演算手段12の動作を説明するフローチャートである。図10はそれをブロック図で表したものであり、図11、図12はその周波数特性を表した図である。

【0081】図13はクーロン摩擦補償電流演算手段13の動作を説明するフローチャートであり、図14はモータ角速度推定値 ω と、車速 V_s と、クーロン摩擦補償電流 I_c の関係を説明する図である。

【0082】図15は粘性摩擦補償電流演算手段14の動作を説明するフローチャートであり、図16はモータ角速度推定値 ω と、車速 V_s と、粘性摩擦補償電流 I_d の関係を説明する図である。

【0083】図17は慣性補償電流演算手段15の動作を説明するフローチャートであり、図18はモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ と、車速 V_s と、慣性補償電流 I_j の関係を説明する図である。

【0084】次に、本実施例の動作を図1中の破線の向きにモータ電流 I_a が通流する場合を例にとって説明する。マイクロコンピュータ8の指示により、FETドライバ6b、6cはパワーMOSFET7b、7cをオフし、FETドライバ6dはパワーMOSFET7dをオンし、FETドライバ6aはパワーMOSFET7aを所定のデューティ比でPWM駆動する。

【0085】モータ電流 I_a は、パワーMOSFET7aのオン、オフに従い、それぞれ図1中の力行、回生で示した経路に流れる。モータ電流検出回路4では、まずモータ電流 I_a を電流検出抵抗器4aにより電圧に変換する。ところが図1に示す通り、回生時にはモータ電流 I_a が電流検出抵抗器4aに流れないため、サンプルホールド回路4bにて、パワーMOSFET7aオン時、すなわち力行時に電流検出抵抗器4aの両端の電圧をサンプルし、パワーMOSFET7aオフ時、すなわち回生時にホールドした後、増幅回路4cにて所定のゲインで増幅し、マイクロコンピュータ8のA/D変換器8fに入力している。

【0086】モータ印加電圧検出回路5では、PWM駆動に伴ってモータ印加電圧 V_a に現れる矩形波成分を除

去するとともに、A/D変換器8fに入力可能な所定の電圧レベルに変換し、A/D変換器8fに入力している。

【0087】ここでモータ印加電圧検出回路5について詳しく説明する。OPアンプ5jを理想OPアンプとし、

$$R11 = R21 = R1 \quad (5)$$

$$Va^{sns} = V1 + (Va \cdot R2 / R1) / (1 + C1 \cdot R2 \cdot s) \quad (8)$$

【0089】(8)式を見ると、 Va^{sns} は、 Va を $R2/R1$ に分圧し、時定数 $C1 \cdot R2$ の一次遅れ特性を付加し、直流バイアス電圧 $V1$ に加えた電圧であるということがわかる。すなわち、直流特性は図3、周波数特性は図4に示す通りになる。

【0090】(8)式において、 $V1$ は、A/D変換器8fの入力電圧範囲（例えば0～5V）の中央（例えば2.5V）に設定しておけば良い。さらに、抵抗 $R11 = R12 = R1$ 、 $R21 = R22 = R2$ 、及びコンデンサ $C11 = C21 = C1$ については、 Va の電圧範囲

（例えば-12～12V）がA/D変換器8fの入力電圧範囲（例えば0～5V）にレベル変換されるように $R2/R1$ を設定し、かつ、図5に示すとおり、カットオフ周波数 $f_c = 1 / (2\pi \cdot C1 \cdot R2)$ が、PWM搬送波周波数（例えば20kHz）より十分低く、モータの応答周波数（例えば100数十Hz）よりも十分高くなるように設定する。

【0091】これによりステアリング系の制御が可能な帯域幅が確保され、しかも Va の矩形波成分が除去されたモータ印加電圧検出値 Va^{sns} をA/D変換器8fに入力することができる。

【0092】次に、図2をもとに本実施例のS/Wの動作について説明する。操舵トルクと車速に基づいて操舵※

$$\omega = K1 \cdot (Va^{sns} - Ia^{sns} \cdot Ra) / Ke \quad (6)$$

【0096】ここで、 $Ia^{sns} - K1$ テーブルおよび $K1$ について詳しく説明する。(4)式に基づいてモータ角速度推定値 ω を演算する場合、(5)式で示したように、電機子抵抗 Ra の誤差によって生じるモータ角速度推定値 ω の誤差はモータ電流 Ia に比例し、モータ電流 Ia の増加とともに増加する。すなわち、モータ角速度推定値 ω のオフセットはモータ電流 Ia の増加とともに増加する。ところが、一般にモータに印加する電圧が一定ならば、モータ電流 Ia とモータ角速度 ω_m には、図8に示すようにモータ電流 Ia の増加とともにモータ角速度 ω_m が減少する関係がある。

【0097】従って、モータ1に大電流が通流される場合には、モータ角速度推定値 ω を零にクリップしておけばよいと考えられる。その際、モータ電流検出値 Ia^{sns} が所定のしきい値を越える場合にモータ角速度推定値 $\omega = 0$ としてもよいが、モータ角速度推定値 ω が急変することを避けるためには、図7の如く、モータ電流検出値 $Ia^{sns} = 0$ のときに1で、モータ電流検出値 Ia

$$* R12 = R22 = R2 \quad (6)$$

$$C11 = C21 = C1 \quad (7)$$

と仮定して、s領域（sはラプラス演算子）でモータ印加電圧 Va とモータ印加電圧検出値 Va^{sns} の関係を求めると、以下の(8)となる。

【0088】

※力補助電流目標値を演算し、モータ印加電圧とモータ電流からモータ角速度とモータ角加速度を演算し、モータ角速度とモータ角加速度から各補償電流目標値を演算し、上記操舵力補助電流目標値と上記各補償電流目標値を加算してモータ電流目標値とし、これをフィードバック制御するという概略動作は従来装置と同一である。また、操舵力補助電流演算手段9と電流制御手段10は従来装置と同機能を有するものであり、説明を省略する。

【0093】以下、各ブロック毎に動作を説明する。まず、モータ角速度演算手段11では、モータ印加電圧検出値 Va^{sns} とモータ電流検出値 Ia^{sns} から、(4)式に基づいてモータ角速度推定値 ω を演算している。これを図6のフローチャートに基づいて説明する。

【0094】最初に、S61でモータ印加電圧検出値 Va^{sns} とモータ電流検出値 Ia^{sns} をA/D変換したデータを読み込み、S62で定数データである電機子抵抗 Ra とモータ誘起電圧定数 Ke をROMから読み込む。次に、S63で所定の $Ia^{sns} - K1$ テーブルを参照し、S61にて読み込んだモータ電流検出値 Ia^{sns} から係数 $K1$ を求める。最後にS64で(4)式とS63で求めた $K1$ から以下の(6)式でモータ角速度推定値 ω を演算してRAM8cにストアする。

【0095】

sns の増加に伴って0に近づく係数 $K1$ を、(4)式から求めたモータ角速度 ω に乗じておけばよい。ここで、 $K1$ は、モータ電流検出値 $Ia^{sns} = 0$ のときに1とし、少なくともモータ電流検出値 Ia^{sns} がモータ1をデューティ比100%で駆動時のロック電流 I_{max} と等しいときには0になるということを目安に、実験的に設定すればよい。

【0098】なお、ここでは(4)式と上記 $K1$ をモータ電流検出値 Ia^{sns} を用いて ω を演算したが、電流制御手段10の応答性が十分速いと見なせる場合には、モータ電流検出値 Ia^{sns} のかわりにモータ電流目標値 Ia を用いてもよい。この場合には、モータ電流検出値 Ia^{sns} に含まれる雑音の影響を受けないという利点がある。

【0099】このように、本実施例の方法でモータ角速度推定値 ω を求めると、H/Wでモータ印加電圧の矩形波成分を除去してあるため、S/Wによる演算が簡単になり、サンプリング周波数も低く設定できる。また、電

機子抵抗 R_a の誤差によるモータ角速度推定値 ω のオフセットを簡単かつ効果的に除去することができる。

【0100】モータ角加速度演算手段 12 では、モータ角速度演算手段 11 にて演算されたモータ角速度推定値 ω から、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ を演算している。これを図 9 のフローチャートと図 10 のブロック図に基づいて説明する。なお、図 10 のブロック図は、図 9 のフローチャートのうち、S92～S94 をブロック図で表現したものである。

【0101】最初に、S91 でモータ角速度推定値 ω を読み込み、S92 でモータ角速度推定値 ω を所定の遮断周波数 f_{c1} でハイパスフィルタ処理する。次に S93 で S92 の演算結果にゲイン K_2 を乗じ、さらに S94 で S93 の演算結果を所定の遮断周波数 f_{c2} でローパスフィルタ処理し、 $d\omega/dt$ を得る。最後に S95 で $d\omega/dt$ を RAM8c にストアする。

【0102】以上の演算により、図 11 の周波数特性が得られる。すなわち、 f_{c1} をステアリング系に必要とされる応答周波数近傍（例えば 5 Hz）に設定しておけば、モータの慣性感が問題となる周波数帯域では 20 dB/dec の微分特性を持たせることができ、さらに f_{c2} をステアリング系の制御に不要な帯域（例えば 5 Hz 以上）を遮断するように設定しておけば、同時にモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ の雑音を抑えることが可能となる。

【0103】なお、モータ角加速度演算手段 12 にてゲインをかせぐ必要がない場合には、ステップ S93 は不要であり、これを省略した場合には図 12 の周波数特性が得られる。

【0104】クーロン摩擦補償電流演算手段 13 では、モータ角速度推定値 ω と車速 V_s から、ステアリング系のクーロン摩擦を補償し、低車速時のハンドル戻りやフリクション感を改善するためのクーロン摩擦補償電流目標値 I_c を演算している。これを図 13 のフローチャートと図 14 に基づいて説明する。まず、S131 で上記の如く演算されたモータ角速度推定値 ω と、所定の方法で演算された車速 V_s を読み込み、次に、S132 でモータ角速度推定値 ω と車速 V_s から、所定のテーブルに従ってクーロン摩擦補償電流目標値 I_c を求め、最後に S133 で、上記クーロン摩擦補償電流目標値 I_c を RAM にストアする。

【0105】 I_c を求めるテーブルは、例えば図 14 に示すように、モータ角速度推定値 ω が、所定の値 ω_1 以上になると、車速 V_s に応じて一定値にクリップされた電流が、 ω と同方向に通流されるように構成する。ここで、電流のクリップ値 I_{c1} はモータ 1 を接続する事により増加したステアリング系のクーロン摩擦を補償するトルクを発生し得るように設定する。

【0106】これにより、モータ 1 が運転者の操舵やタイヤのセルフアライニングトルク等によって回転する

と、モータの回転方向に一定の電流が通流されることになり、ステアリング系のクーロン摩擦があたかも減少したかのように動作させることができ、ハンドル戻りやフリクション感を改善することが可能となる。なお、 I_c は車速にかかわらず一定値でもよいが、図 14 の如く、車速 V_s の増加とともに電流値を低減するようにテーブルを構成しておけば、後述する高車速時におけるハンドル戻り時の収斂性の悪化を防止し、かつ低車速時のハンドル戻りを改善することが可能となり、さらに操舵フィーリングが向上する。

【0107】また、上記しきい値 ω_1 に関しても、車速 V_s にかかわらず一定値でもよいが、車速に応じて変化させてもよく、例えば図 14 の如く車速 V_s の増加とともに ω_1 が増加するように設定すれば、高車速時のハンドルのふらつきを抑えることができる。

【0108】粘性摩擦補償電流演算手段 14 では、モータ角速度推定値 ω と車速 V_s から操舵フィーリングに粘性感を与え、特に高車速時において悪化するハンドル戻り時の収斂性を向上させるための粘性摩擦補償電流目標値 I_d を演算している。これを図 15 のフローチャートと図 16 に基づいて説明する。

【0109】まず、S151 で上記の如く演算されたモータ角速度推定値 ω と、所定の方法で演算された車速 V_s を読み込み、次に、S152 でモータ角速度推定値 ω と車速 V_s から、所定のテーブルに従って粘性摩擦補償電流目標値 I_d を求め、最後に S153 で、上記 I_d を RAM8c にストアする。

【0110】粘性摩擦補償電流目標値 I_d を求めるテーブルは、例えば図 16 のように、モータ角速度推定値 ω に比例した電流がモータ角速度推定値 ω と逆方向に通流されるように構成する。これにより、モータ 1 が運転者の操舵やタイヤのセルフアライニングトルク等によって回転し始めると、モータ角速度推定値 ω に比例した粘性摩擦補償電流目標値 I_d がモータ 1 の回転方向と逆方向に通流される。

【0111】この結果、ステアリング系の粘性摩擦があたかも増加したかのように動作させることができ、操舵フィーリングに油圧パワーステアリングのような粘性感、反力感を与えるとともに、高車速時におけるハンドル戻り時の収斂性を改善することが可能となる。なお、ゲイン I_d/ω は車速 V_s にかかわらず一定値でもよいが、図 16 の如く、車速 V_s の増加とともに上記ゲインが増加するようにテーブルを構成しておけば、低車速時のハンドル戻りの悪化を防止し、かつ中高車速時において粘性感、反力感のあるしっかりした操舵フィーリングを与え、ハンドル戻り時の収斂性を改善することが可能となり、さらに操舵フィーリングが向上する。

【0112】慣性補償電流演算手段 15 では、慣性感を軽減する効果がある慣性補償電流の目標値 I_j を演算している。これを図 17 のフローチャートと図 18 に基づ

いて説明する。まず、S171で上記の如く演算されたモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ と、所定の方法で演算された車速 Vs を読み込み、次に、S172でモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ と車速 Vs から、所定のテーブルに従って慣性補償電流目標値 Ij を求め、最後にS173で、慣性補償電流目標値 Ij をRAM8cにストアする。

【0113】慣性補償電流目標値 Ij を求めるテーブルは、例えば図18のように、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ に比例した電流がモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ の方向に通流されるように構成する。これにより、モータ1が運転者の操舵やタイヤのセルフアライニングトルク等によって回転し始めると、モータ角加速度 $d\omega/dt$ に比例した慣性補償電流目標値 Ij がモータ1の加速方向に通流されることになる。従って、ステアリング系の慣性モーメントがあたかも減少したかのように動作させることができ、ステアリング系にモータ1が接続されたことによる操舵フィーリングの慣性感の悪化を改善することが可能となる。

【0114】ここで、一般に、操舵力補助電流演算手段9では、図42に示すとおり車速 Vs の増加とともに、運転者にしっかりした保舵力を与えるために、ゲイン Is/Vt を減少させる。このため、車速 Vs が増加すると、保舵力は増加するものの、ステアリング系の応答性が劣化するという弊害がある。そこで、ゲイン $Ij/(d\omega/dt)$ は車速 Vs にかかわらず一定値でもよいが、例えば図16の如く、車速 Vs の増加とともにゲイン $Ij/(d\omega/dt)$ が増加するようにテーブルを構成しておけば、上記のような応答性の劣化を補償することができ、応答性を劣化させることなく車速 Vs の増加とともに運転者にしっかりした保舵力を与えることができる。

【0115】また、上記ゲインを増加させると高車速時におけるハンドル戻り時の収斂性が悪化する場合には、逆に車速 Vs の増加とともにゲインが減少するようにテーブルを構成してもよい。

【0116】このようにして求められたクーロン摩擦補償電流目標値 Ic と、粘性摩擦補償電流目標値 Id と、慣性補償電流目標値 Ij と、操舵トルクを静的に補助するための操舵力補助電流目標値 Is とを加え、モータ目標電流 Ia^* とし、これがモータ電流検出値 Ia^{sns} と一致するように電流制御手段10によってフィードバック制御し、モータ1を駆動する。

【0117】以上のように、本実施例では、モータ角速度推定値 ω を H/W で検出したモータ印加電圧から推定する構成とし、モータ角速度推定値 ω からモータ角加速度 $d\omega/dt$ を推定する微分演算に帯域通過特性を持たせたため、従来装置と比べてサンプリング周波数を下げても正確にモータ角速度推定値 ω 、モータ角加速度 $d\omega/dt$ を演算することができ、より安価なCPUを用い

ることができる。

【0118】また、モータ角速度推定値 ω をモータ電流 Ia に基づいて補正する構成としたため、電機子抵抗 Ra がモータ角速度推定値 ω に与える影響を従来装置と比べて軽減することができる。また、モータ角速度推定値 ω に基づいてステアリング系のクーロン摩擦を補償する構成としたため、特に低車速時におけるハンドル戻りや、フリクション感を従来装置と比べてコストアップすることなく、改善する事ができる。

【0119】実施例2. 上記実施例1では、電機子抵抗 Ra に含まれる誤差がモータ角速度推定値 ω に与える影響を抑えるため、モータに大電流が通流される場合にモータ角速度推定値 $\omega=0$ にクリップしていたが、操舵トルクが大きい場合には速く操舵できないという考えに従い、操舵トルクが大きい場合にモータ角速度推定値 $\omega=0$ にクリップしてもよい。

【0120】その際、操舵トルク Vt が所定のしきい値を越える場合にモータ角速度推定値 $\omega=0$ としてもよいが、モータ角速度推定値 ω が急変することを避けるためには、実施例1と同様、図19に示す通り、モータ電流 Ia のかわりに操舵トルク Vt から補正係数 $K1$ を求めるようにしてもよい。

【0121】一般に、電動パワーステアリングコントローラの規格は、各車速 Vs における操舵補助電流目標値 Is の最大値に対する誤差で与えられることが多い。従って、操舵トルク Vt が大きい場合にモータ角速度推定値 ω に基づくクーロン摩擦補償電流 Ic 、 Id が静的に Is に加算されて通流されると、モータ角速度推定値 ω のオフセットによって電動パワーステアリングコントローラの規格を満足できなくなるという問題が考えられる。本実施例では、上記のような問題を確実に防止することができる。

【0122】実施例3. 上記実施例1及び2では、電機子抵抗 Ra に含まれる誤差がモータ角速度推定値 ω に与える影響を抑えるために、(4)式に基づいて求めたモータ角速度推定値 ω に補正係数 $K1$ を乗ずる構成としていたが、モータ角速度推定値 ω を所定のしきい値 ω_{TH} 以下にクリップする構成としても良い。図20は本実施例におけるモータ角速度演算手段11の動作を説明するフローチャートであり、図21は上記しきい値 ω_{TH} を説明する図である。

【0123】以下、本実施例におけるモータ角速度演算手段11の動作を、図20のフローチャートに基づいて説明する。最初に、S201でモータ印加電圧検出値 Va^{sns} とモータ電流検出値 Ia^{sns} を A/D 変換したデータを読み込み、S202で定数データである電機子抵抗 Ra と、モータ誘起電圧定数 Ke をROM8bから読み込み、S203で(4)式に基づいてモータ角速度推定値 ω を演算する。

【0124】次にS204で所定のテーブルを参照し、

S201にて読み込んだモータ電流検出値 $I a^{sns}$ からしきい値 ω_{TH} を求め、S205、S206、S203にて求めたモータ角速度推定値 ω を上記 ω_{TH} 以下にクリップする。最後にS207でモータ角速度推定値 ω をRAM8cにストアする。

【0125】ここで、 $I a^{sns} - \omega_{TH}$ テーブルおよび ω_{TH} について、詳しく説明する。(4)式に基づいてモータ角速度推定値 ω を演算する場合、(5)式で示したように、電機子抵抗 $R a$ の誤差によって生じるモータ角速度推定値 ω の誤差は、モータ電流目標値 $I a$ に比例する。そこで、(4)式から求めたモータ角速度を、モータ電流検出値 $I a^{sns}$ の増加に伴って0に近づくしきい値 ω_{TH} 以下にクリップしておけば、モータ電流目標値 $I a$ が大きい場合のモータ角速度推定値 ω のオフセットを除去することができると考えられる。

【0126】ここで、一般にモータ1に印加する電圧が一定ならば、モータ電流目標値 $I a$ とモータ角速度 ω_m には、図8に示すようにモータ電流目標値 $I a$ の増加とともにモータ角速度 ω_m が減少する関係がある。ゆえに、しきい ω_{TH} は、モータ電流検出値 $I a^{sns}$ が0のときに、モータを無負荷でデューティ比100%駆動時の角速度 ω_{max} より大きくし、少なくともモータ電流検出値 $I a^{sns}$ がロック電流 I_{max} と等しいときには0になるということを目安に、実験的に設定しておけばよい。

【0127】なお、本実施例においても、電流制御手段10の応答性が十分速い場合には、モータ電流検出値 $I a^{sns}$ のかわりにモータ電流目標値 $I a$ を用いても良い。また、モータ電流目標値 $I a$ またはモータ電流検出値 $I a^{sns}$ のかわりに、実施例2のごとく、操舵トルク V_t を用いて ω_{TH} を求めても良いことはいうまでもない。

【0128】実施例4. 実施例1~3の如くモータ角速度推定値 ω のオフセットを補正しても、モータ電流目標値 $I a$ が比較的小さいときにはモータ角速度推定値 ω の演算結果に電機子抵抗 $R a$ の誤差の影響が現れる場合がある。ところが、上記のとおり、電機子抵抗 $R a$ の誤差がモータ角速度推定値 ω に与える影響はモータ電流目標値 $I a$ に比例するため、このようなオフセットは比較的小さい(例えば2~3ビット)と考えられる。そこで、図22に示すとおり、実施例1~3の如く演算したモータ角速度推定値 $(= \omega_{TMP})$ が所定のしきい値以下ときには、 ω を0にクリップする構成とすれば、上記の問題は解決できると考えられる。

【0129】本実施例の如くモータ角速度を演算すれば、モータ電流が比較的小さい場合に現れるモータ角速度推定値 ω のオフセットを除去でき、特に、微小操舵時に、モータ角速度推定値 ω のオフセットにより粘性摩擦補償電流目標値 I_d が大きくなり、フリクション感が増大するという問題を解決する事ができる。

【0130】実施例5. 実施例1~4の如くモータ角速度推定値 ω のオフセットを補正しても、完全には補正できず、オフセットが残る場合がある。このような場合には、実施例1~4の如く演算したモータ角速度推定値 $(= \omega_{TMP})$ を所定のカットオフ周波数でハイパスフィルタ処理後、モータ角速度推定値 ω としてもよい。これにより、モータ角速度推定値 ω のオフセットは完全に除去する事ができる。

【0131】しかし、このとき、モータが一定速度で回転しているとモータ角速度推定値 $\omega = 0$ となるため、カットオフ周波数を低くとっても、クーロン摩擦が十分補償されないことが懸念される。従って、クーロン摩擦が特に問題となる場合には、図23の如く、クーロン摩擦補償電流演算手段13にはハイパスフィルタ処理前の ω_{TMP} を与え、粘性摩擦補償電流演算手段14にはハイパスフィルタ処理後のモータ角速度推定値 ω を与える構成としてもよい。

【0132】実施例6. 実施例1~5で述べた方法でモータ角速度推定値 ω を補正後に、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ を演算してもよいが、微分演算によってオフセットは除去されるため、図24の如く、クーロン摩擦補償電流演算手段13と粘性摩擦補償電流演算手段14にはモータ角速度推定値補正手段17にて、実施例1~5のようにモータ角速度推定値 ω を補正した後に与え、モータ角加速度演算手段12にはモータ角速度推定値 ω を補正前に与えても良い。これにより、モータ角速度推定値 ω の補正によってモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ が悪影響を受けることを防止することができる。

【0133】実施例7. 実施例1のようにモータ角加速度演算手段12が帯域通過特性を有するようにすると、モータ角速度 ω の周波数が比較的低い場合には問題ないが、周波数が高くなるとモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ の位相がまわるため、モータ角速度推定値 ω とモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ の位相差が0に近づいてしまう。正弦波状に操舵した場合を例にとり、図25に上記問題を図示する。

【0134】位相差が0に近づく周波数がステアリング系の応答周波数よりも十分高ければ(例えば10数Hz)これは問題ないが、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ の雑音を抑える等の理由で上記 f_c2 を低く(例えば5Hz)設定しなければならない場合には問題となる。例えば、モータ角速度推定値 ω とモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ の位相が揃えば、モータ角速度推定値 ω に比例する粘性摩擦補償電流目標値 I_d と慣性補償電流目標値 I_j が打ち消し合うことになり、補償電流が通流されなくなってしまう。

【0135】上記問題を解決するためには、図26に示すように、実施例1~6の如く求められたモータ角速度推定値 ω をさらにローパスフィルタ処理して位相を遅らせた後、クーロン摩擦補償電流演算手段13あるいは粘

性摩擦補償電流演算手段14に与えればよい。上記ローパスフィルタのカットオフ周波数は、モータ角速度推定値 ω とモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ の位相差が問題となる周波数に設定しておけばよく、例えば上記fc2と略同一に設定しておけば良い。これによりモータ角速度推定値 ω とモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ の位相が揃うことを防止することができ、その結果、各補償電流の位相関係を正常に保つことができる。

【0136】実施例8. モータ電流検出値 $I_{a^{sns}}$ に含まれる雑音等に起因して、モータ角速度推定値 ω に不要な交流成分が含まれる場合には、モータ角速度推定値 $d\omega/dt$ にも雑音があり、モータ角加速度演算手段12の周波数特性を変更しても、その雑音を除去できない場合がある。このような場合、図27に示すとおり、実施例1の如く演算したモータ角加速度推定値 $(= (d\omega/dt)_{THP})$ が所定のしきい値以下のときには、 ω を0にクリップする構成とすれば、上記の問題は解決できると考えられる。

【0137】本実施例の如くモータ角加速度を演算すれば、モータ角加速度演算手段12の高域遮断特性によって除去できない雑音成分を除去でき、ハンドル中立付近でのふらつき等の問題を解決することができる。

【0138】実施例9. 上記実施例1では、モータ角速度推定値 ω が、所定の値 ω_1 以上になると、車速 V_s に応じて一定値にクリップされた電流 I_c が、モータ角速度推定値 ω と同方向に通流されるように構成していた。ここで、モータ角速度推定値 ω に雑音が含まれることを考慮すれば、 ω_1 は大きい方が誤動作が少ないと考えられる。しかし、 ω_1 を大きくすれば、ステアリング系のクーロン摩擦は十分補償されず、例えば低車速時にハンドルが中立位置まで戻りきらない等の問題を生ずる。このような場合、図28の如く、しきい値 ω_1 にヒステリシスを設ければ良い。

【0139】本実施例の如くクーロン摩擦補償電流目標値 I_c を演算すれば、低車速時のハンドル戻りを劣化させることなく、モータ角速度推定値 ω の雑音成分が I_c に影響を与えることを防止することができる。

【0140】実施例10. 上記実施例1では、モータ角速度推定値 ω が、所定の値 ω_1 以上になると、車速 V_s に応じて一定値にクリップされた電流 I_c が、モータ角速度推定値 ω と同方向に通流されるように構成していたが、車速 V_s とモータ角速度推定値 ω に応じてゲイン I_c/ω を変化させても良い。

【0141】例えば図29の如く、 $\omega=0$ 付近での I_c をモータ角速度推定値 ω に対して所定のゲインで滑らかに立ち上げるように設定すれば、ハンドル中立付近でのモータ目標電流の急変を防止することができ、ハンドルのふらつき等の問題を防ぐことができる。また、例えば図30の如く、 $\omega=0$ 付近で I_c が大きくなるように設定すれば、ステアリング系の静止摩擦の影響を若干緩和

することができる。

【0142】実施例11. 上記実施例1では、モータ角速度推定値 ω に応じてステアリング系のクーロン摩擦を補償する構成としていた。つまり、モータが回転し始めなければ摩擦を補償する電流は通流されず、静止摩擦は補償されていなかった。そのため、運転者によっては、特に低車速時のハンドル戻りを不自然に感じるがあった。この発明においては舵角を検出する手段を具備しないため、静止摩擦を完全に補償することは不可能であるが、モータ角速度推定値 ω の微分値に応じて静止摩擦補償電流を演算する構成とすれば、静止摩擦の影響を緩和することができる。

【0143】図31は本実施例における静止摩擦補償をブロック図で表したものであり、図32はS/Wの動作を説明するフローチャートである。以下、図32のフローチャートを基に動作を説明する。まずS321でモータ角速度推定値 ω と車速 V_s を読み込む。次に、S322でモータ角速度推定値 ω を微分処理し、立ち上がりエッジを抽出する。ここで、微分処理されたモータ角速度推定値 ω を ω_{edg} とする。最後にS323で、 ω_{edg} と V_s から、所定のテーブルに従って静止摩擦補償電流目標値 I_f を求め、S324で静止摩擦補償電流目標値 I_f をRAM8cにストアする。

【0144】静止摩擦補償電流目標値 I_f を求めるテーブルは、例えば図33に示すように、 ω_{edg} が、所定の値 $\omega_{\text{edg}1}$ 以上になると、 V_s に応じて一定値にクリップされた電流が ω_{edg} と同方向に通流されるように構成する。ここで、電流のクリップ値 I_{f1} はモータを接続する事により増加したステアリング系の静止摩擦を補償するトルクを発生し得るように設定する。

【0145】これにより、モータが運転者の操舵やタイヤのセルフアライニングトルク等によって回転し始めるときに、モータの回転方向に短時間電流が通流されることになり、ステアリング系の静止摩擦があたかも減少したかのように動作させることができ、上記実施例1よりもさらにハンドル戻りやフリクション感を改善することが可能となる。

【0146】なお、静止摩擦補償電流目標値 I_f は車速 V_s にかかわらず一定値でもよいが、図33の如く、車速 V_s の増加とともに電流値を低減するようにテーブルを構成しておけば、高車速時におけるハンドル戻り時の収斂性の悪化を防止し、かつ低車速時のハンドル戻りを改善することが可能となり、さらに操舵フィーリングが向上する。

【0147】また、上記しきい値 $\omega_{\text{edg}1}$ に関しても、車速 V_s にかかわらず一定値でもよいが、車速 V_s に応じて変化させてもよく、例えば図33の如く車速 V_s の増加とともに $\omega_{\text{edg}1}$ が増加するように設定すれば、高車速時のハンドルのふらつきを抑えることができる。

【0148】以上のようにして求めた静止摩擦補償電流

目標値 I_f を、図31の如く I_c 等の補償電流と加算してモータ目標電流 I_{a*} を演算し、以降、上記実施例1と同様にモータ1を制御する。

【0149】なお、本実施例においては、 ω_{edg} に基づいて静止摩擦補償電流目標値 I_f を演算したが、例えば図34の如く、クローン摩擦補償電流目標値 I_c のエッジを強調する構成としても同様の効果が得られることはいうまでもない。

【0150】このように、本実施例では、モータ角速度推定値 ω の立ち上がりエッジに応じてモータ1に電流を

10 通流する構成としたため、モータ1を接続する事により増加したステアリング系の静止摩擦を補償することが可能となり、上記実施例1よりもさらに良好な操舵フィーリングを得ることができる。

【0151】実施例12. 上記実施例1では、モータ角速度推定値 ω に比例した粘性摩擦補償電流目標値 I_d が、モータ角速度推定値 ω と逆方向に通流されるように構成していたが、車速 V_s とモータ角速度推定値 ω に応じてゲイン I_d/ω を変化させても良い。

【0152】例えば図35の如く、 $\omega=0$ 付近での粘性摩擦補償電流目標値 I_d を、モータ角速度推定値 ω に対して所定のゲインで滑らかに立ち上げるように設定すれば、上記実施例1と比べて、ハンドル中立付近での粘性摩擦補償電流目標値 I_d を減少させ、急操舵した場合の粘性摩擦補償電流目標値 I_d を増加させることができ、その結果フリクション感の悪化を防止し、かつ急操舵した場合にはしっかりとした反力感や粘性感を与え、高車速時におけるハンドル戻り時の収斂性を改善することが可能となる。

【0153】また、車速 V_s の増加とともに上記ゲインが30 増加し、粘性摩擦補償電流目標値 I_d のモータ角速度推定値 ω に対する不感帯 D_d が減少するようにテーブルを構成しておけば、中車速ないし低車速時のハンドル戻りとフリクション感の悪化を防止し、かつ中高車速時において粘性感や収斂性を改善することが可能となり、さらに操舵フィーリングが向上する。

【0154】実施例13. 上記実施例1では、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ に比例した慣性補償電流目標値 I_j が、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ の方向に通流されるように構成していたが、 V_s と ω に応じてゲイン $I_j/(d\omega/dt)$ を変化させても良い。

【0155】例えば図36の如く、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt=0$ 付近での慣性補償電流目標値 I_j を、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ に対して所定のゲインで滑らかに立ち上げるように設定すれば、上記実施例1と比べて、ハンドル中立付近での慣性補償電流目標値 I_j を減少させ、急操舵した場合の慣性補償電流目標値 I_j を増加させることができる。その結果ハンドル中立付近でのふらつきを防止し、かつ急操舵した場合の慣性感*

*を改善することが可能となる。

【0156】また、車速の増加とともに上記ゲインが増加し、慣性補償電流目標値 I_j のモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ に対する不感帯 D_j が減少するようにテーブルを構成しておけば、中車速時ないし低車速時のハンドル中立付近でのふらつきを防止し、かつ中高車速時において慣性感を改善することが可能となり、さらに操舵フィーリングが向上する。

【0157】また、上記ゲインを増加させると高車速時におけるハンドル戻り時の収斂性が悪化したり、ハンドルが中立付近でふらついたりする場合には、逆に車速の増加とともにゲインが減少し、不感帯が増加するようにテーブルを構成してもよい。

【0158】実施例14. 実施例1では、モータ印加電圧を差動アンプで検出し、A/D変換器8fを介してCPU8aに入力していたが、モータの各端子電圧をA/D変換器8fに入力し、CPU8aでモータ印加電圧を演算する構成としてもよい。

【0159】図37はこの実施例におけるコントローラのH/W構成図であり、実施例1と同一あるいは相当する部分は同一の符号を付してある。4はモータ1に通流される電流を所定の電圧に変換して後述のA/D変換器8fに入力するためのモータ電流検出回路であり、モータ1に直列に接続された電流検出抵抗器4aの両端の電圧を増幅回路4cで電圧増幅するように構成されている。

【0160】21はモータ1を駆動するPWM搬送波周波数よりも低い所定の低域通過特性を有し、モータ1の端子電圧 V_a を所定の電圧レベルに変換してA/D変換器8fに入力するためのモータ端子電圧検出回路であり、21a~21fは抵抗器、21g~21hはコンデンサである。なお、上記以外の部分は実施例1と同一であり、説明は省略する。

【0161】図38は、モータ端子電圧検出回路21の直流特性を、図39は周波数特性を表す図である。

【0162】図40はモータ端子電圧からモータ印加電圧を演算するS/Wの動作を説明するフローチャートである。

【0163】ここで、モータ端子電圧検出回路21について詳しく説明する。図37において、

$$R13 = R23 = R3 \quad (7)$$

$$R14 = R24 = R4 \quad (8)$$

$$R15 = R25 = R5 \quad (9)$$

$$C12 = C22 = C2 \quad (10)$$

と設定するものとして、s領域(sはラプラス演算子)でモータ端子電圧検出値 $V11$ と $V12$ 、 $V21$ と $V22$ との関係の求めるとそれぞれ以下の(11)、(12)式のように表される。

【0164】

$$V12 = V_{cc} \cdot R4 \cdot R5 / R6 + V11 \cdot R3 \cdot R4 / R6 / (1 + C2 \cdot R3 \cdot R4 \cdot R5 \cdot s / R6) \quad (11)$$

【0165】

$$V22 = V_{cc} \cdot R4 \cdot R5 / R6 + V21 \cdot R3 \cdot R4 / R6 / (1 + C2 \cdot R3 \cdot R4 \cdot R5 \cdot s / R6) \quad (12)$$

【0166】

$$\text{ただし、} \quad R6 = R3 \cdot R4 + R4 \cdot R5 + R5 \cdot R3 \quad (13)$$

となる。

【0167】(11)、(12)式を見ると、 $V12$ 、 $V22$ は、 $V11$ 、 $V21$ をそれぞれ $R3 \cdot R4 / R6$ で分圧し、時定数 $C2 \cdot R3 \cdot R4 \cdot R5 / R6$ の一次遅れ特性を付加し、直流バイアス電圧 $V_{cc} \cdot R4 \cdot R5 / R6$ に加えた電圧である、ということがわかる。すなわち、直流特性は図38、周波数特性は図39に示す通りになる。

【0168】(11)、(12)式において、 V_{cc} は定電圧（例えば5V）とし、抵抗 $R3$ 、 $R4$ 、 $R5$ は $V11$ 、 $V21$ の電圧範囲（例えば1.2～12V）がA/D変換器8fの入力電圧範囲（例えば0～5V）にレベル変換されるように設定する。

【0169】また、モータ印加電圧 V_a と同様に $V1$ * 20

$$V12 = V_{cc} \cdot R4 \cdot R5 / R6 + V11 \cdot R3 \cdot R4 / R6 \quad (14)$$

【0172】

$$V22 = V_{cc} \cdot R4 \cdot R5 / R6 + V21 \cdot R3 \cdot R4 / R6 \quad (15)$$

【0173】図37において、

$$V_a = V11 - V21 \quad (16)$$

であるから、(14)、(15)式に代入すればモータ ※

$$V_a = (V12 - V22) \cdot R6 / (R3 \cdot R4) \quad (17)$$

【0175】すなわち、モータ端子電圧検出値 $V12$ 、 $V22$ から、(17)式に基づいてCPU8aでモータ印加電圧 V_a を演算すればよい。

【0176】更に、モータ端子電圧検出値 $V12$ 、 $V22$ からモータ印加電圧 V_a を求めるS/Wの動作を、図40のフローチャートに沿って説明する。まず、S401でモータ端子電圧検出値 $V12$ 、 $V22$ をA/D変換したデータを読み込む。次にS402で(17)式に基づいてモータ印加電圧 V_a を演算し、最後に、S403でモータ印加電圧 V_a の演算値をRAM8cにストアする。

【0177】以後は、このようにして演算したモータ印加電圧 V_a を用いて、上記実施例1と同様にモータ角速度推定値 ω やモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ を演算してモータ1を制御すればよい。

【0178】以上のように本実施例では、H/WでモータのPWM駆動に伴う矩形波成分を除去したモータ端子電圧を検出し、S/Wでモータ印加電圧を演算する構成としたため、実施例1と比べて処理速度の速いCPUを用いることなく、OPアンプを省略することができる。

【0179】さらに、実施例1におけるモータ印加電圧検出回路5では、モータ端子電圧の同相分はOPアンプ5jにて除去されるため、モータの各端子電圧が同相に変化するような故障状態、例えばパワーMOSFET7a～7dがオフした状態でのモータ線の地絡等を検出することができないが、モータ端子電圧検出回路21を用

* 1、 $V21$ も矩形波となるため、コンデンサ $C2$ については、カットオフ周波数 $f_c = 1 / (2\pi \cdot C2 \cdot R3 \cdot R4 \cdot R5 / R6)$ が、PWM搬送波周波数（例えば20kHz）より十分低く、モータの応答周波数（例えば100数十Hz）よりも十分高くなるように設定する。これによりステアリング系の制御が可能な帯域幅が確保され、しかも $V11$ 、 $V21$ の矩形波成分が除去されたモータ端子電圧検出値 $V12$ 、 $V22$ をA/D変換器8fに入力することができる。

【0170】次に、 $V11$ 、 $V12$ からモータ印加電圧 V_a を演算する方法について説明する。(11)、(12)式に最終値定理を適用すると、 $V12$ 、 $V22$ は直流的にはそれぞれ以下の(14)、(15)式で表される。

【0171】

※印加電圧 V_a は以下の(17)式より求まる。

【0174】

いればモータの各端子電圧をCPU8aにてモニタできるため、上記のような故障も検出する事が可能となり、故障検出能力が向上する。

【0180】また、そのため、モータ印加電圧検出回路5を用いる場合には、実施例1の如く故障検出能力を向上させるために電流検出抵抗器4aを電源側に設けることが望ましいが、モータ端子電圧検出回路21を用いれば、本実施例の如く電流検出抵抗器4aをモータに直列に接続してもよく、その結果サンプルホールド回路4bを省略することができ、さらなるコストダウンを図ることができる。

【0181】

【発明の効果】請求項1の発明によれば、操舵系に連結されたモータと、このモータをPWM駆動制御するPWM制御手段と、遮断周波数がPWM搬送波周波数よりも低い低域通過特性を有し、検出した前記モータの印加電圧を所定電圧レベルに変換して出力するモータ印加電圧検出手段と、検出されたモータ印加電圧に基づいて前記モータの角速度を推定する角速度推定手段と、角速度推定結果に基づいて前記モータの電流値を演算する電流値演算手段とを備えたので、モータ印加電圧を、遮断周波数がモータを駆動するPWM搬送波周波数よりも低い低域通過特性を有する回路にて矩形波成分を除去して検出した、モータ印加電圧検出値に基づいて上記モータ角速度を推定することにより、サンプリング周波数を従来装

置より下げても正確にモータ角速度を推定することができるという効果がある。

【0182】請求項2の発明によれば、操舵系に連結されたモータと、このモータをPWM駆動制御するPWM制御手段と、遮断周波数がPWM搬送波周波数よりも低い低域通過特性を有し、検出した前記モータの端子電圧を所定電圧レベルに変換して出力するモータ端子電圧検出手段と、検出されたモータ端子電圧に基づいて前記モータの角速度を推定する角速度推定手段と、角速度推定結果に基づいてモータ電流値を演算する電流値演算手段とを備えたもので、モータ端子電圧を、遮断周波数がモータを駆動するPWM搬送波周波数よりも低い低域通過特性を有する回路にて矩形波成分を除去して検出した、モータ端子電圧検出値に基づいて上記モータ角速度を推定することにより、サンプリング周波数を従来装置より下げても正確にモータ角速度を推定することができるという効果がある。

【0183】請求項3の発明によれば、請求項1または2に記載の発明においてモータ角速度推定値を、モータに通流する電流に基づいて所定の値以下にクリップすることで、モータ電流に基づいてモータ角速度推定値を補正することにより、上記モータ角速度推定値の誤差を軽減する事ができるという効果がある。

【0184】請求項4の発明によれば、請求項1または2に記載の発明においてモータ角速度推定値を、操舵トルクに基づいて所定の値以下にクリップする操舵トルクに基づいてモータ角速度推定値を補正することにより、上記モータ角速度推定値の誤差を軽減することができるという効果がある。

【0185】請求項5の発明によれば、請求項1ないし4のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値を、モータ角速度推定値の演算結果が所定の値以下の場合に零にクリップすることにより、モータ角速度推定値の誤差を軽減することができるという効果がある。

【0186】請求項6の発明によれば、請求項1ないし5のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値を所定のカットオフ周波数以上でハイパスフィルタ処理を施すことにより、モータ角速度推定値のオフセットを除去することができるという効果がある。

【0187】請求項7の発明によれば、請求項1ないし6のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値を微分処理してモータ角加速度を推定することで、サンプリング周波数を従来装置より下げても正確にモータ加速度を推定できるという効果がある。

【0188】請求項8の発明によれば、請求項7に記載の発明において微分処理は帯域通過特性を有することで、サンプリング周波数を従来装置より下げても正確にモータ加速度を推定できるという効果がある。

【0189】請求項9の発明によれば、請求項8に記載の発明においてモータ角速度推定値は、微分処理時の帯

域通過特性の高域遮断周波数と略同一の遮断周波数を有するローパスフィルタ処理を施すことで、モータ角速度推定値とモータ角加速度推定値との位相関係を正常に保つことができるという効果がある。

【0190】請求項10の発明によれば、請求項7ないし9のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値の演算結果が所定の値以下の場合にはこの推定値を零にクリップすることで、モータ角速度推定値に含まれる雑音を除去できるという効果がある。

【0191】請求項11の発明によれば、請求項3ないし10のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値をステアリング制御系に正帰還し、正帰還に基づいて通流するモータ電流を、ステアリング系の摩擦に基づく所定の値以下にクリップすることで、ステアリング系のクローン摩擦を補償し、操舵フィーリングを向上させることができるという効果がある。

【0192】請求項12の発明によれば、請求項11に記載の発明においてモータ角速度推定値の正帰還に基づいて通流するモータ電流をクリップする電流値またはモータ角速度の正帰還ゲインを、上記モータ角速度推定値と車速の少なくともいずれか1つに基づいて変化させることで、操舵フィーリングを向上させることができるという効果がある。

【0193】請求項13の発明によれば、請求項11または12に記載の発明においてモータ角速度推定値の正帰還に基づいて通流するモータ電流を立ち上がり時に増加させる微分手段を備えたので、特にステアリング系の静止摩擦を補償し、操舵フィーリングを向上させることができるという効果がある。

【0194】請求項14の発明によれば、請求項3ないし10のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値を負帰還することにより角速度に基づくステアリング制御を行うことで、特にステアリング系の粘性摩擦を補償し、操舵フィーリングを向上させることができるという効果がある。

【0195】請求項15の発明によれば、請求項14に記載の発明においてモータ角速度推定値の負帰還ゲインを、上記モータ角速度推定値に基づいて変化させることでフリクション感の劣化を防止し、或いは、車速に基づいて変化させることで低車速域でのハンドル戻りの劣化を防止しできるという効果がある。

【0196】請求項16の発明によれば、請求項3ないし10のいずれかに記載の発明において上記モータ角加速度推定値を正帰還することにより上記角加速度に基づくステアリング制御を行うことで、特にステアリング系の慣性モーメントを補償し、操舵フィーリングを向上させることができるという効果がある。

【0197】請求項17の発明によれば、請求項16に記載の発明において上記モータ角加速度推定値の正帰還ゲインを、上記モータ角加速度推定値に基づいて変化さ

せることでセンタ付近でのハンドルのふらつきを防止し、或いは車速に基づいて変化させることで車速に関係なく最適な操舵フィーリングを実現できるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 この発明の一実施例による制御装置の H/W 構成図である。

【図 2】 この発明の一実施例による制御装置の S/W ブロック図である。

【図 3】 この発明の一実施例による制御装置のモータ印加電圧検出回路の直流特性を表す図である。

【図 4】 この発明の一実施例による制御装置のモータ印加電圧検出回路の周波数特性を表す図である。

【図 5】 この発明の一実施例による制御装置のモータ印加電圧検出回路、あるいはモータ端子電圧検出回路のカットオフ周波数の設定方法を説明する図である。

【図 6】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度演算手段の動作を説明するフローチャートである。

【図 7】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値を補正する係数とモータ電流の関係を説明する図である。

【図 8】 直流モータにおけるモータ電流とモータ角速度の関係を説明する図である。

【図 9】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角加速度演算手段の動作を説明するフローチャートである。

【図 10】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角加速度演算手段の動作を説明するブロック図である。

【図 11】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角加速度演算手段の周波数特性を表す図である。

【図 12】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角加速度演算手段の周波数特性を表す図である。

【図 13】 この発明の一実施例による制御装置のクーロン摩擦補償電流演算手段の動作を説明するフローチャートである。

【図 14】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値と、車速と、クーロン摩擦補償電流の関係を説明する図である。

【図 15】 この発明の一実施例による制御装置の粘性摩擦補償電流演算手段の動作を説明するフローチャートである。

【図 16】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値と、車速と、粘性摩擦補償電流の関係を説明する図である。

【図 17】 この発明の一実施例による制御装置の慣性補償電流演算手段の動作を説明するフローチャートである。

【図 18】 この発明の一実施例による制御装置のモータ

タ角加速度推定値と、車速と、慣性補償電流の関係を説明する図である。

【図 19】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値を補正する係数と操舵トルクの関係を説明する図である。

【図 20】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値を補正する方法を説明するフローチャートである。

【図 21】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値を補正するしきい値とモータ電流の関係を説明する図である。

【図 22】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値を補正する方法を説明する図である。

【図 23】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値を補正する手段とモータ制御電流を演算する手段との関係を説明するブロック図である。

【図 24】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値を補正する手段とモータ角加速度演算手段との関係を説明するブロック図である。

【図 25】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値と、モータ角加速度推定値との関係を説明する図である。

【図 26】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値を補正する手段と、モータ角加速度演算手段と、モータ制御電流を演算する手段との関係を説明するブロック図である。

【図 27】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角加速度推定値を補正する方法を説明する図である。

【図 28】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値と、クーロン摩擦補償電流との関係を説明する図である。

【図 29】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値と、クーロン摩擦補償電流との関係を説明する図である。

【図 30】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値と、クーロン摩擦補償電流との関係を説明する図である。

【図 31】 この発明の一実施例による制御装置の静止摩擦を補償する方法を説明するブロック図である。

【図 32】 この発明の一実施例による制御装置の静止摩擦を補償する方法を説明するフローチャートである。

【図 33】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値の微分値と、静止摩擦補償電流との関係を説明する図である。

【図 34】 この発明の一実施例による制御装置の静止摩擦を補償する方法を説明するブロック図である。

【図 35】 この発明の一実施例による制御装置のモータ角速度推定値と、粘性摩擦補償電流との関係を説明する図である。

【図 36】 この発明の一実施例による制御装置のモータ

タ角加速度推定値と、慣性補償電流との関係を説明する図である。

【図37】 この発明の一実施例による制御装置のH/W構成図である。

【図38】 この発明の一実施例による制御装置のモータ端子電圧検出回路の直流特性を表す図である。

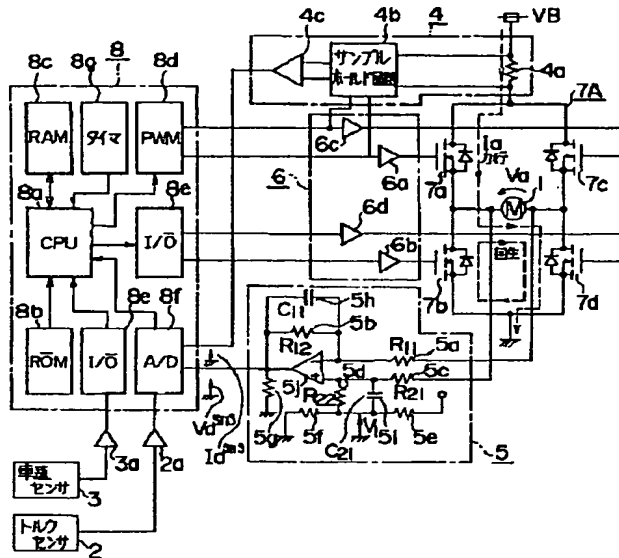
【図39】 この発明の一実施例による制御装置のモータ端子電圧検出回路の周波数特性を表す図である。

【図40】 この発明の一実施例による制御装置のモータ印加電圧を演算する方法を説明するフローチャートである。

【図41】 従来の制御装置の構成を表すブロック図である。

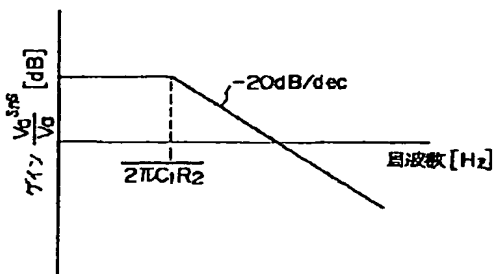
【図42】 この発明と従来の制御装置の操舵トルクと操舵力補助電流との関係を説明する図である。

【図1】

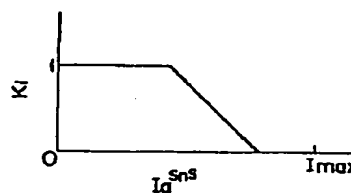


- 1: モータ
4: モータ電流検出回路
5: モータ印加電圧検出回路
6: H形ブリッジ回路駆動回路
7: H形ブリッジ回路
7a-7d: パワ-MOSFET
8: マイクロコンピュータ
8g: タイマ

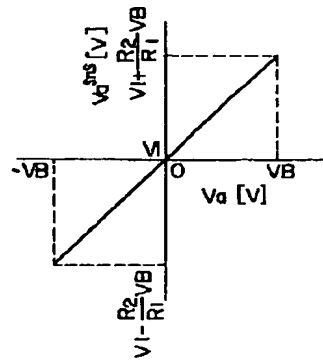
【図4】



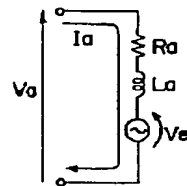
【図7】



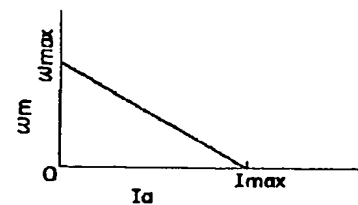
【図3】



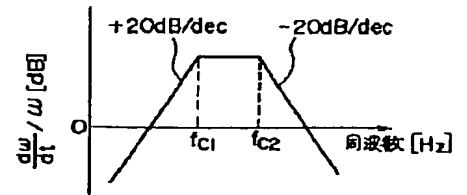
【図43】



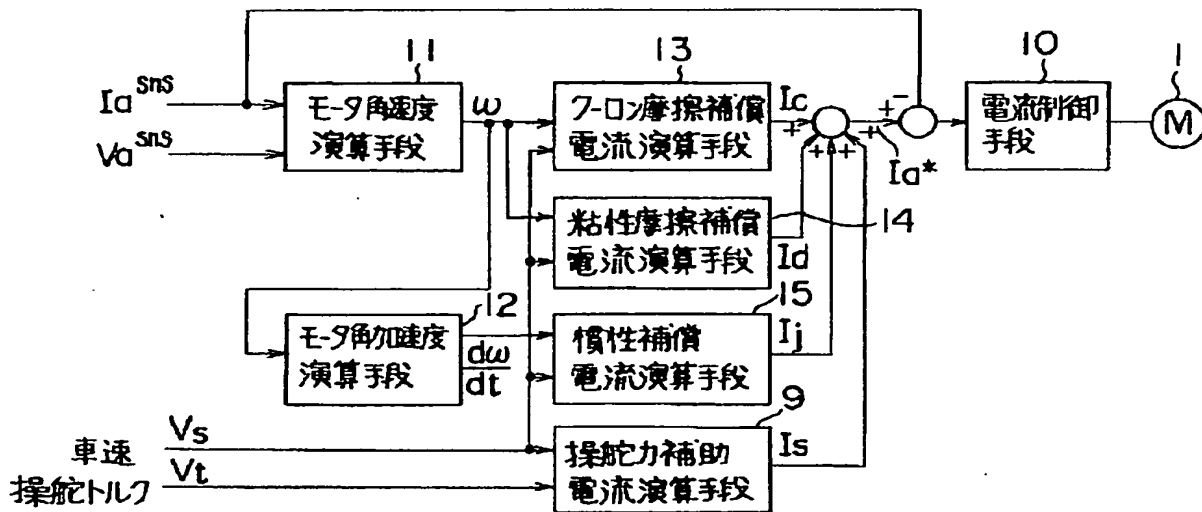
【図8】



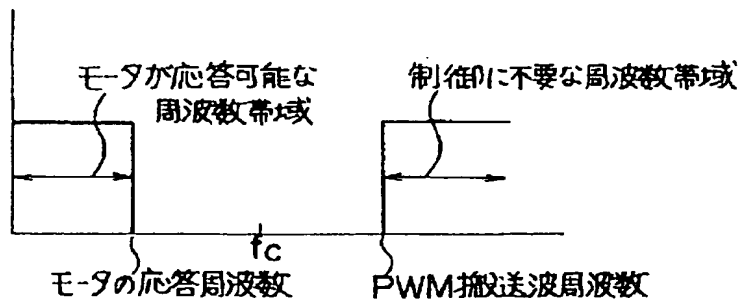
【図11】



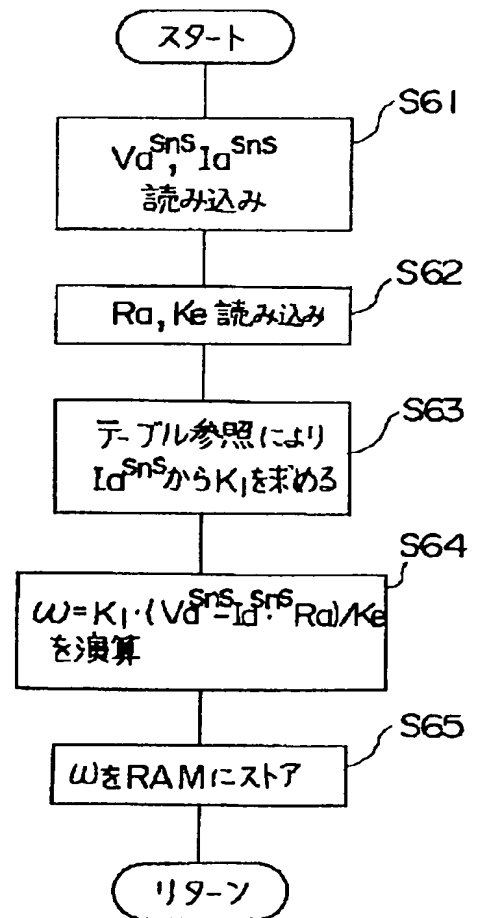
【図2】



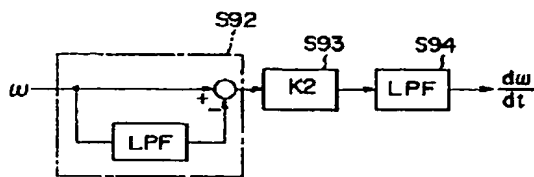
【図5】



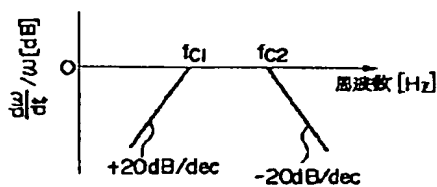
【図6】



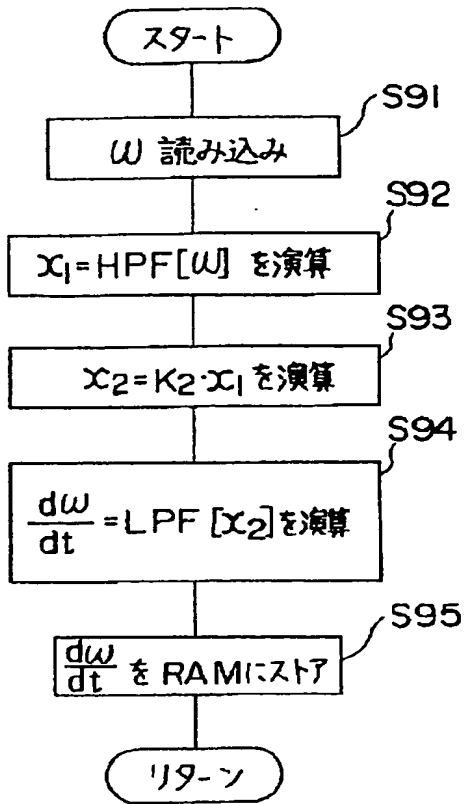
【図10】



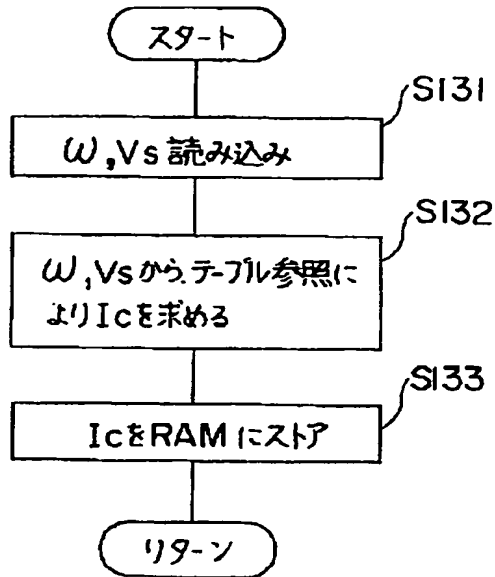
【図12】



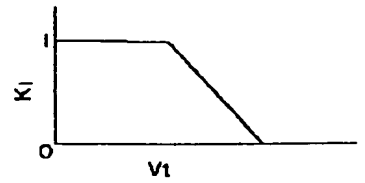
【図9】



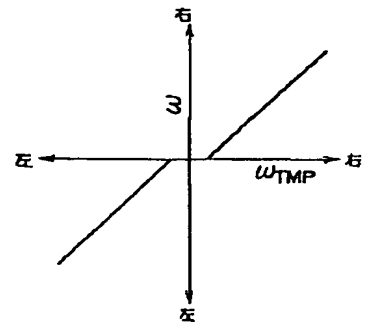
【図13】



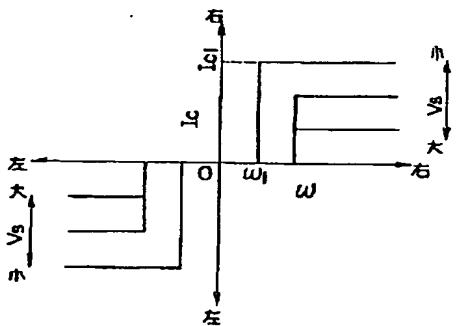
【図19】



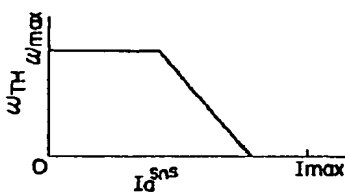
【図22】



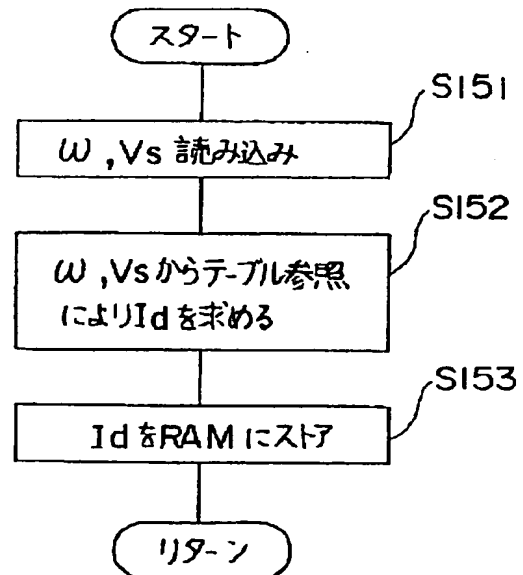
【図14】



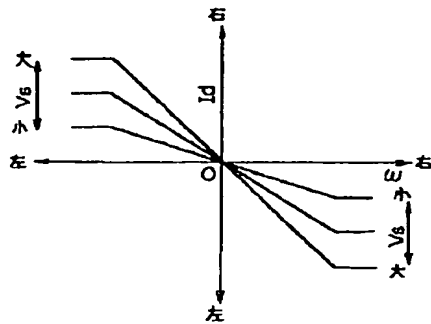
【図21】



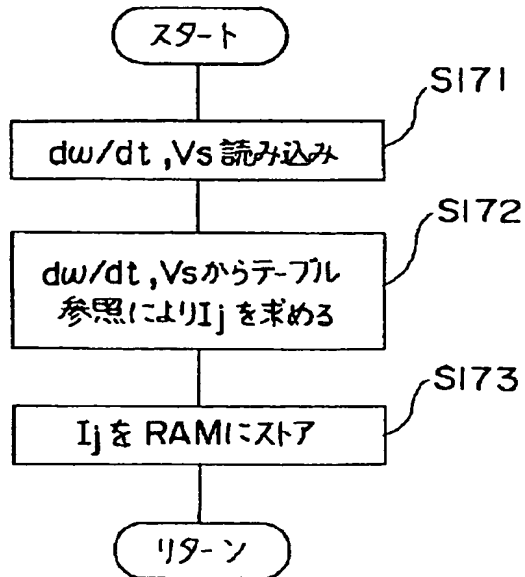
【図15】



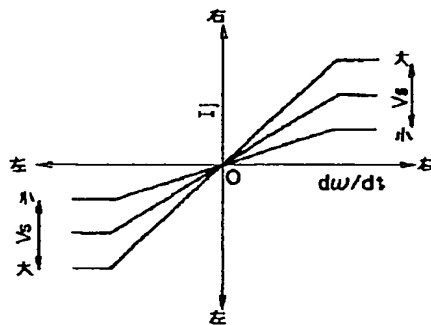
【図16】



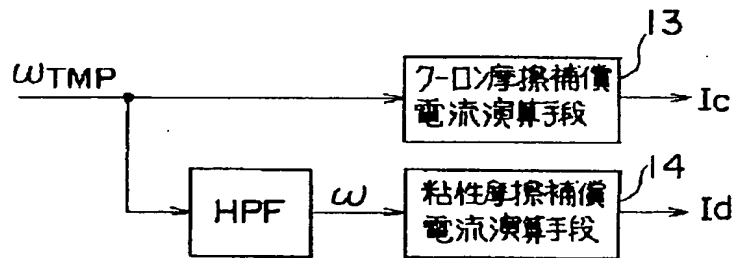
【図17】



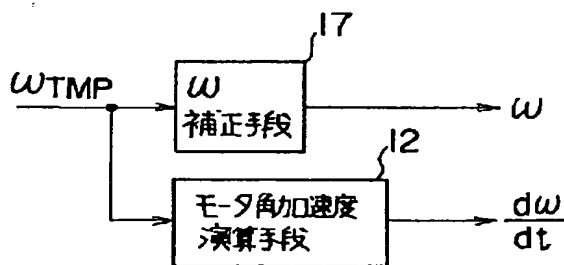
【図18】



【図23】

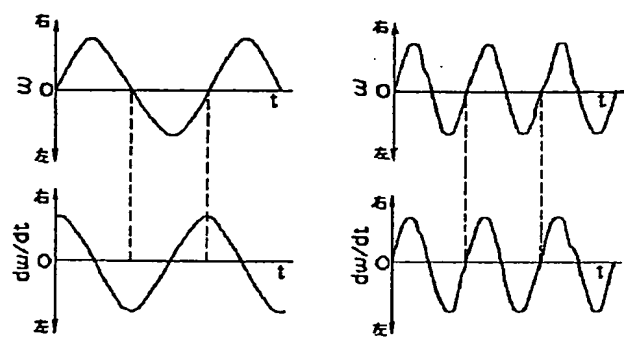


【図24】



17: モータ角速度推定値補正手段

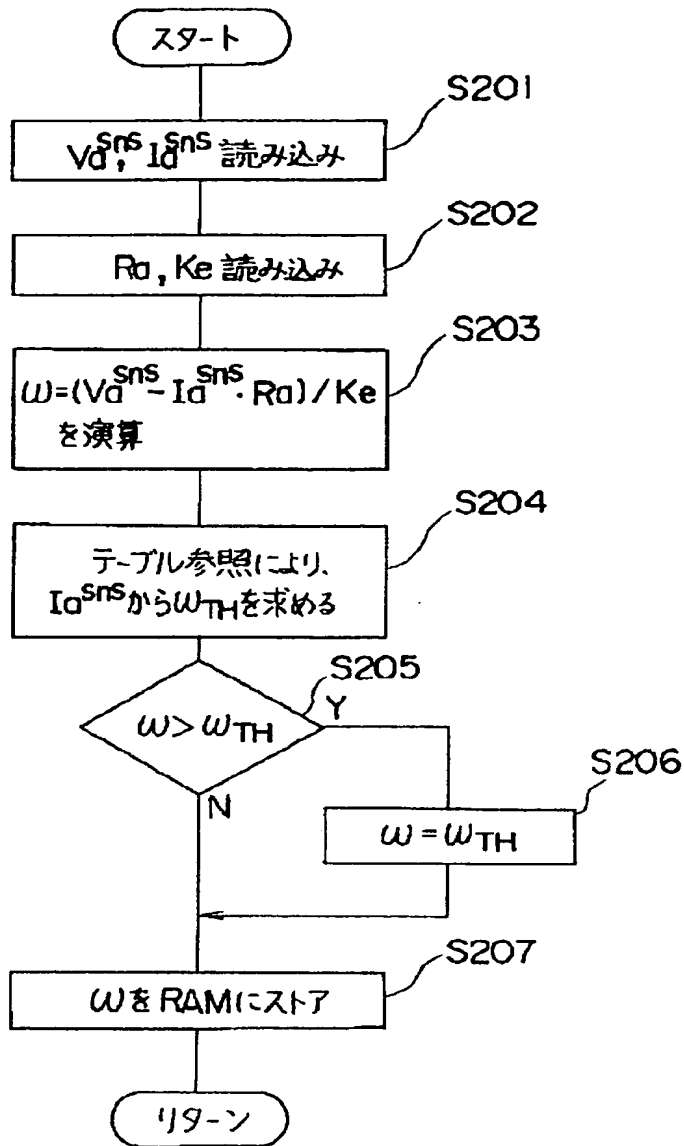
【図25】



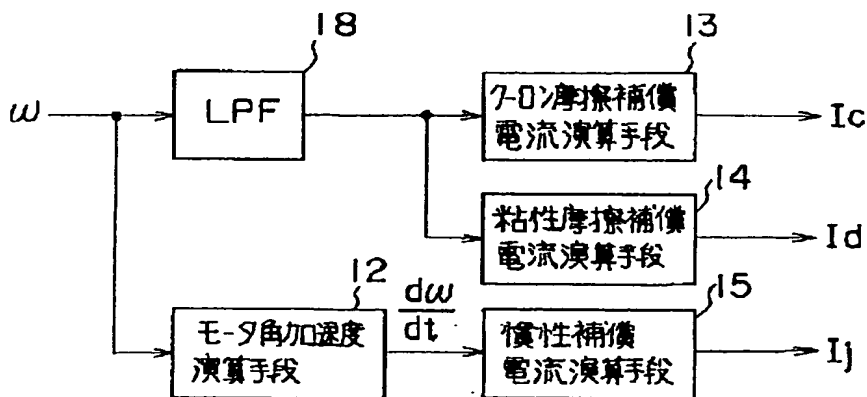
(1) 低速操舵時

(2) 高速操舵時

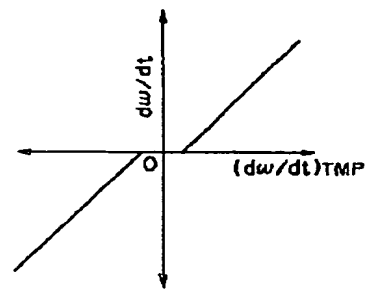
【図20】



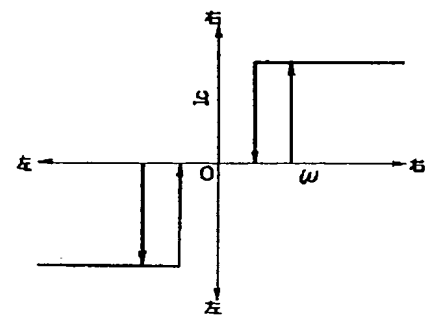
【図26】



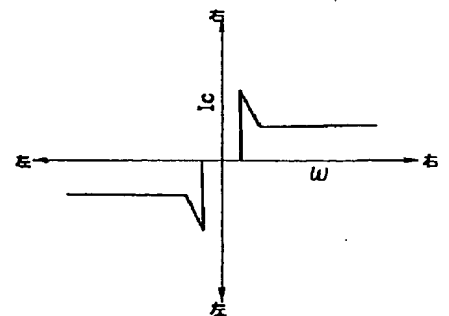
【図27】



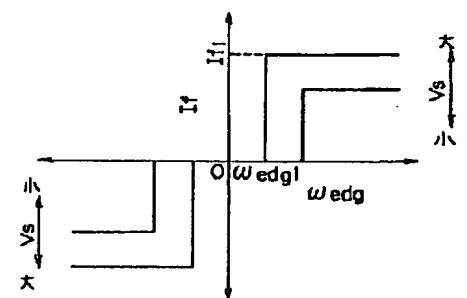
【図28】



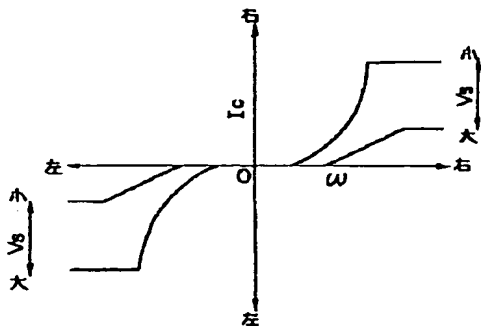
【図30】



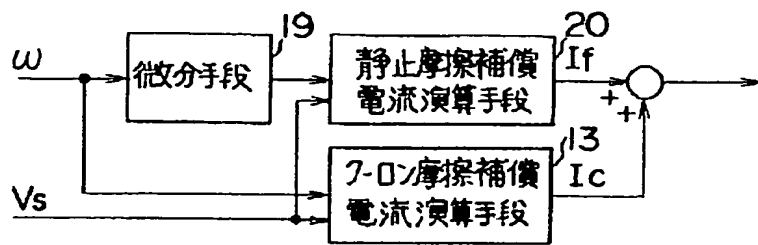
【図33】



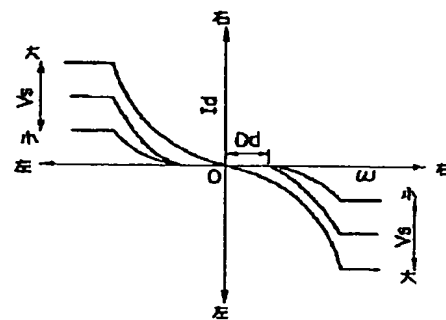
【図29】



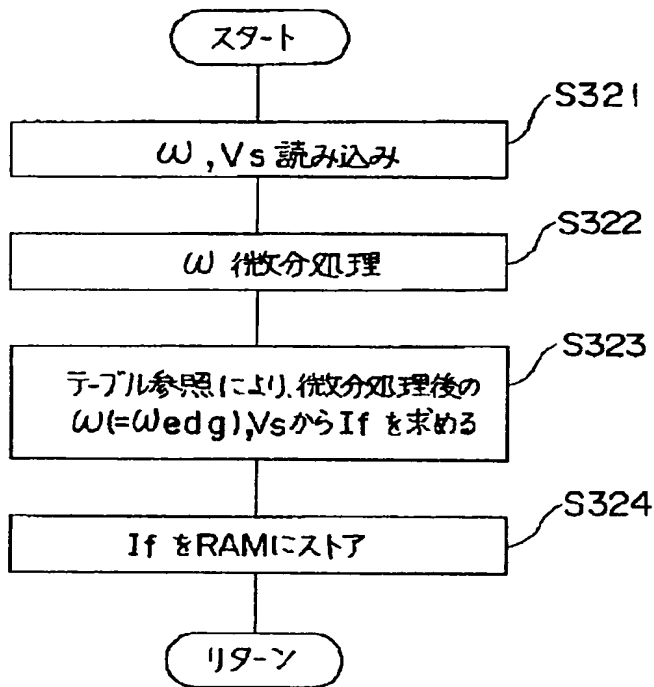
【図31】



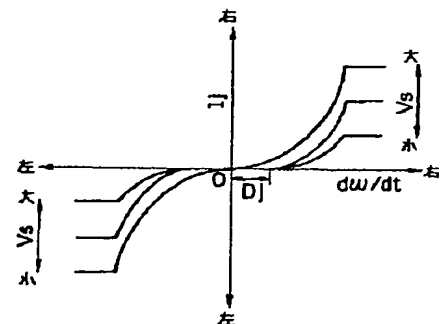
【図35】



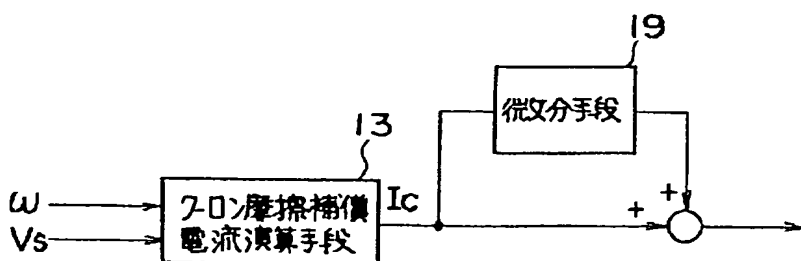
【図32】



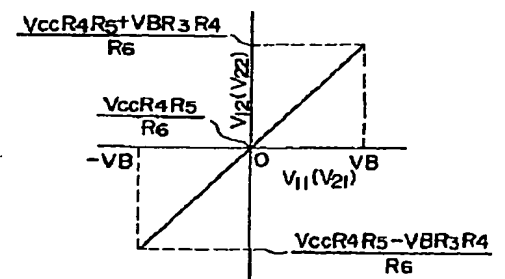
【図36】



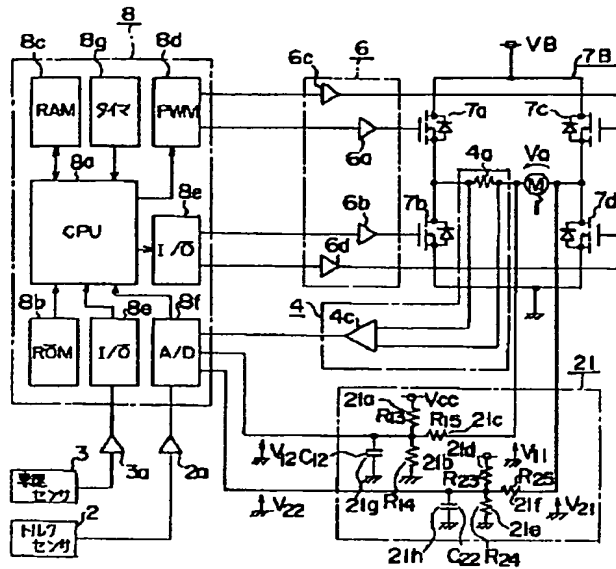
【図34】



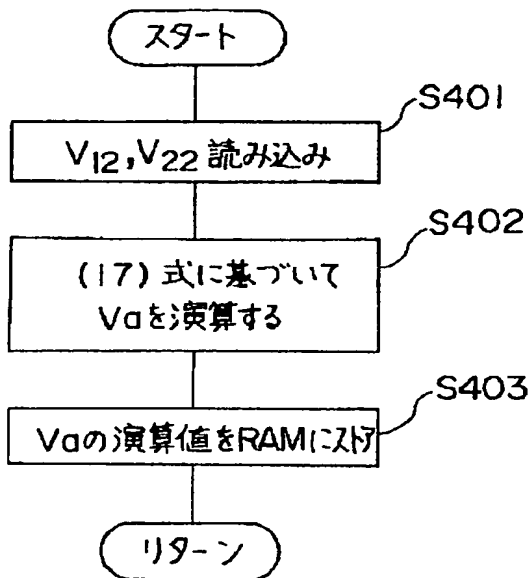
【図38】



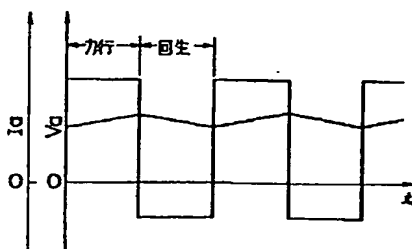
【図37】



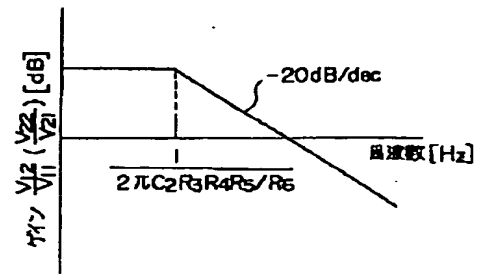
【図40】



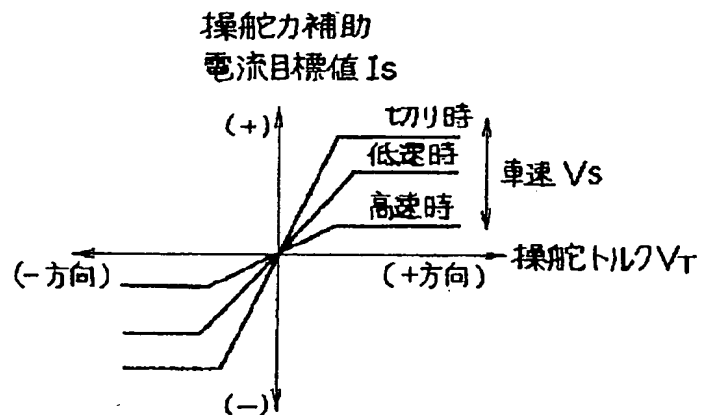
【図44】



【図39】



【図42】



【図41】

